Principios de Electrónica

Séptima edición

Albert Malvino
David J. Bates

Mc Graw Hill Education

Principios de Electrónica

7ª edición

Principios de Electrónica

7ª edición

ALBERT MALVINO

DAVID J. BATES

Traducción

VUELAPLUMA, S. L.





MADRID ● BOGOTÁ ● BUENOS AIRES ● CARACAS ● GUATEMALA ● LISBOA
MÉXICO ● NUEVA YORK ● PANAMÁ ● SAN JUAN ● SANTIAGO ● SÃO PAULO
AUCKLAND ● HAMBURGO ● LONDRES ● MILÁN ● MONTREAL ● NUEVA DELHI ● PARÍS
SAN FRANCISCO ● SIDNEY ● SINGAPUR ● ST. LOUIS ● TOKIO ● TORONTO

The McGraw-Hill Companies

PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA, 7ª EDICIÓN



McGraw-Hill / Interamericana de España, S. A. U.

McGRAW-HILL/INTERAMERICANA DE ESPAÑA, S. A. U.
Edificio Valrealty, 1ª planta
Basauri, 17
28023 Aravaca (Madrid)

http://www.mcgraw-hill.es
universidad@mcgraw-hill.com

Traducido de la séptima edición en inglés de
ELECTRONIC PRINCIPLES
ISBN: 0-07-297527-X

ISBN: 978-84-481-5619-0
Depósito legal: M.

Editor: Carmelo Sánchez González
Técnico editorial: Israel Sebastián
Compuesto por: Vuelapluma, S. L.
Impreso en

IMPRESO EN ESPAÑA - PRINTED IN SPAIN

Dedicatoria

Principios de Electrónica, 7ª edición está dedicado a mi famila y a mis amigos que tanto me han apoyado durante este proceso y especialmente a Jackie, cuya paciencia y habilidades me han ayudado a terminarlo.

Acerca de los autores

Albert P. Malvino *sirvió como técnico en electrónica en la Marina de Estados Unidos desde 1950 hasta 1954. Se graduó Summa Cum Laude por la Universidad de Santa Clara en 1959 como Ingeniero Electrónico. Durante los cinco años siguientes, trabajó como ingeniero electrónico en los laboratorios Microwave Laboratories y en Hewlett-Packard, obtuvo su máster en Ingeniería Electrónica por la Universidad de San Jose en 1964. Durante los cuatro años siguientes impartió clases en Foothill College y recibió el premio National Science Foundation Fellowship en 1968. Después de doctorarse en Ingenieria Eléctrica por la Universidad de Stanford en 1970, el Dr. Malvino se embarcó en su carrera como escritor a tiempo completo. Ha escrito diez libros de texto que se han traducido a veinte idiomas habiéndose publicado unas 108 ediciones. Actualmente, Albert Malvino es consultor y diseñador de circuitos con microcontroladores para SPD-Smart™. Además, escribe software para la formación de ingenieros y técnicos en electrónica. También es miembro del Consejo de Dirección de Research Frontiers Incorporated. La dirección de su sitio web es www.malvino.com.*

David J. Bates *es profesor del departamento de tecnología electrónica de Western Wisconsin Technical College, en La Crosse, Wisconsin. Además de trabajar como técnico en electrónica, tiene más de 25 años de experiencia en la enseñanza.*

Su curriculum incluye un título en Tecnología Electrónica Industrial, otro en Educación Industrial y un máster en Educación Vocacional/Técnica. Tiene un certificado FCC GROL, otro como técnico en hardware de computadoras y una certificación como técnico electrónico por la International Society of Certified Electronics Technicians (ISCET). David J. Bates es actualmente administrador de certificaciones por el ISCET y es miembro del Consejo de Dirección del ISCET, además de experto SME en electrónica básica por la National Coalition for Electronics Education (NCEE).

David J. Bates también es co-autor del título "Basic Electricity", un manual de laboratorio escrito por Zbar, Rockmaker y Bates.

Contenido

Capítulo 5 Diodos de propósito especial 132

Capítulo 6 Transistores de unión bipolares 174

Capítulo 7 Fundamentos de los transistores 206

Capítulo 8 Polarización de los transistores 240

Capítulo 9 Modelos de alterna 268

Prefacio

Principios de Electrónica, séptima edición, continúa con su ya tradicional introducción detallada y muy claramente expuesta a los circuitos y dispositivos semiconductores electrónicos. Este libro de texto está dirigido a aquellos estudiantes que se enfrentan a su primer curso sobre electrónica lineal. Para abordar este texto, se precisan conocimientos previos sobre circuitos de continua y alterna, álgebra y algo de trigonemoetría.

Principios de Electrónica proporciona los conocimientos fundamentales sobre las características de los dispositivos semiconductores, la realización de pruebas y los circuitos prácticos en los que se emplean dichos dispositivos. Los conceptos están explicados claramente, con un estilo de fácil lectura y directo, y establecen las bases necesarias para comprender el funcionamiento de los sistemas electrónicos, así como técnicas para la localización de averías. A lo largo de todos los capítulos se proporcionan ejemplos de circuitos prácticos y ejercicios para aprender a localizar posibles averías.

Nuevo en esta edición

La información que hemos recibido en diferentes cursos y una exhaustiva revisión, nos han permitido incorporar a la séptima edición de *Principios de Electrónica* material mejorado sobre una amplia variedad de dispositivos y circuitos electrónicos, incluyendo:

- información adicional sobre el transistor PNP,
- el diseño básico del divisor de tensión utilizando el transistor de unión bipolar (BJT),
- un análisis avanzado de la recta de carga en alterna de los amplificadores de potencia con transistores BJT,
- la polarización de los D-MOSFET y E-MOSFET de potencia,
- los transitores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*),
- los convertidores D/A en escalera R/2R,
- los generadores de funciones integrados y
- los amplificadores de clase D.

En el Capítulo 1, "Introducción", se presenta de manera más simplificada el formato de los ejercicios sobre detección de averías con el fin de que facilitar al estudiante su uso y comprensión. Este formato se emplea también en los restantes capítulos. En el Capítulo 2, "Semiconductores", se ha añadido una de las muchas**"Tablas-resumen"** incluidas a lo largo del libro, que sirven para reforzar los conceptos y como recurso para disponer de información resumida. En el Capítulo 3, "Teoría de diodos" encontrará **hojas de características** de dispositivos semiconductores específicos según se van presentando. Los Capítulos 4 hasta 6 proporcionan información adicional relacionada con técnicas para la realización de pruebas de diodos y transistores, que emplean multímetros digitales, voltímetros y trazadores de curvas de semiconductores. El Capítulo 10, "Amplificadores de tensión" se ocupa del amplificador en emisor común y el Capítulo 1 1 "Amplificadores en colector común y en base común", se centra en las configuraciones del amplificador en colector común, o seguidor de emisor, en base común y Darlington. El Capítulo 12, "Amplificadores de potencia", se ha modificado para incluir los amplificadoers de potencia de clase A, B, AB y C, así como el análisis de la recta de car ga en alterna. Las modificaciones del Capítulo 13, "JFET", están relacionadas con las técnicas de polarización y la polarización del JFET. En el Capítulo, "MOSFET", se han añadido los amplificadores MOSFET en modo de vaciamiento y en modo de enriquecimiento, además de las técnicas para probar los MOSFET . El Capítulo 15, "T iristores", incluye información detallada sobre el control del desplazamiento de fase mediante circuitos RC, sobre las técnicas para probar los SCR y se presentan los transistores IGBT. El análisis en el dominio de la frecuencia de las etapas FETse ha añadido en el Capítulo 16, "Efectos de la frecuencia". En el Capítulo 20, "Circuitos lineales con amplificador operacional", se ha incluido el funcionamiento del circuito convertidor D/Aen escalera R/2R. El Capítulo 22, "Circuitos no lineales con amplificador operacional", ahora incluye el funcionamiento básico de un amplificador de clase D. Por último, el Capítulo 23, "Osciladores", contiene una nueva sección dedicada a los generadores de funciones integrados, incluyendo el XR-2206.

Cómo usar este libro

Caraterísticas

En la séptima edición de *Principios de Electrónica s*e han incorporado muchas nuevas características para facilitar el estudio. La estructura que siguen todos los capítulos es ésta:

INTRODUCCIÓN DEL CAPÍTULO

Cada capítulo comienza con una breve introducción sobre el tema que el estudiante va a trabajar.

Capítulo 4

Circuitos de diodos

La mayoría de los dispositivos electrónicos como las televisiones de alta definición, los reproductores de DVD/CD y las computadoras necesitan una tensión continua para funcionar correctamente. Como la red eléctrica proporciona tensión alterna, lo primero que tenemos que hacer es convertir la tensión alterna de la red en tensión continua. La parte del dispositivo electrónico que genera esta tensión continua se denomina fuente de alimentación. Dentro de las fuentes de alimentación hay circuitos que permiten que la corriente fluya sólo en una dirección. Estos circuitos son los **rectificadores**. Este capítulo se ocupa de los circuitos rectificadores, filtros, recortadores, cambiadores de nivel y multiplicadores de tensión.

82

OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

Los objetivos del capítulo son frases concisas que resumen los temas específicos que se van tratar.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Dibujar el esquema de un circuito rectificador de media onda y explicar su funcionamiento.
- Describir el papel del transformador de entrada en las fuentes de alimentación.
- Dibujar el esquema de un circuito rectificador de onda completa y explicar su funcionamiento.
- Dibujar el esquema de un rectificador en puente y explicar cómo funciona.
- Analizar el filtro con condensador a la entrada y su corriente inicial.
- Enumerar las tres principales características que se pueden encontrar en la hoja de características de un diodo rectificador.
- Explicar cómo funcionan los recortadores y dibujar sus formas de onda.
- Explicar cómo funcionan los cambiadores de nivel y dibujar sus formas de onda.
- Describir el modo en el que operan los multiplicadores de tensión.

Contenido del capítulo

Vocabulario

cambiador de nivel
CI refgulador de tensión
circuito integrado
condensador polarizado
corriente de carga unidireccional
corriente inicial
detector de pico
filtro
filtro con condensador de entrada
filtro de choque
filtro pasivo
fuente de alimentación
multiplicador de tensión
recortador
rectificador de media onda
rectificador de onda completa
rectificador en puente
rectificadores
resistencia inicial
rizado
tensión inversa de pico
regulador conmutado
valor de continua de una señal

83

CONTENIDO DEL CAPÍTULO

Los estudiantes pueden utilizar esta sección para obtener una idea rápida del capítulo y localizar los temas específicos.

VOCABULARIO

Una lista exhaustiva enumera los términos a los que el estudiante debe prestar atención. A lo largo del capítulo, estos términos se resaltan en negrita al aparecer por primera vez.

EJEMPLOS

Todos los capítulos contienen ejemplos desarrollados que muestran conceptos importantes o el funcionamiento de un circuito, incluyendo análisis y aplicaciones de circuitos, técnicas para la detección de averías y diseños básicos.

el teorema de Norton y veremos por qué la resistencia interna debe colocarse en paralelo con la fuente de corriente. La Tabla 1.1 le ayudará a comprender la diferencia entre una fuente de tensión y una fuente de corriente.

Ejemplo 1.2

Una fuente de corriente de 2 mA tiene una resistencia interna de 10 MΩ. ¿Cuál es el rango de valores de la resistencia de carga para el que la fuente de corriente es constante?

SOLUCIÓN Puesto que se trata de una fuente de corriente, la resistencia de carga tiene que ser pequeña comparada con la resistencia de fuente. Aplicando la regla 100:1, la resistencia máxima de carga es:

$$R_{L(máx)} = 0{,}01(10\ M\Omega) = 100\ k\Omega$$

El rango donde la corriente por la car ga es constante es una resistencia de car ga cuyo valor varía entre 0 y 100 kΩ.

La Figura 1.7 resume la solución. En la Figura 1.7*a*, una fuente de corriente de 2 mA está en paralelo con 10 MΩ y una resistencia variable con el valor fijado en 1 Ω. El amperímetro mide una corriente por la car ga de 2 mA. Cuando la resistencia de carga varía entre 1 Ω y 1 MΩ, como se muestra en la Figura 1.7 *b*, la fuente sigue siendo constante hasta llegar a los 100 kΩ. En este punto, la corriente por la car ga disminuye aproximadamente un 1 por ciento respecto de su valor ideal. Dicho de otra manera, el 99 por ciento de la corriente de la fuente pasa a través de la resistencia de carga. El 1 por ciento restante pasa a través de la resistencia de fuente. A medida que la resistencia de carga continúa incrementándose, la corriente por la carga disminuye.

Figura 1.7 Solución.

PROBLEMAS PRÁCTICOS

Los estudiantes pueden afianzar los conceptos realizando los Problemas Prácticos que siguen a los ejemplos. Las respuestas a estos problemas pueden encontrarse al final de cada capítulo.

PROBLEMA PRÁCTICO 1.2 En la Figura 1.7*a*, ¿cuál es la tensión en la carga cuando la resistencia de carga es igual a 10 kΩ?

INFORMACIÓN ÚTIL

Los recuadros "Información útil" se han colocado en los márgenes y proporcionan información adicional sobre los temas que se están tratando.

INFORMACIÓN ÚTIL

En un transistor, la zona de deplexión emisor-base es más estrecha que la zona de deplexión colector-base. La razón de ello puede atribuirse a los distintos niveles de dopaje de las regiones de emisor y de colector. Con un dopaje tan fuerte en la región de emisor, la penetración en el material *n* es mínima debido a la disponibilidad de muchos más electrones libres. Sin embargo, en el lado del colector, hay disponibles muy pocos electrones libres y se tiene que penetrar la zona de deplexión más profundamente con el fin de alcanzar la barrera de potencial.

emisor-base, los electrones del emisor entrarán en la bse, como se muestra en la Figura 6.4. En teoría, estos electrones libres pueden fluir en cualquiera de la dos direcciones: pueden desplazarse hacia la izquierda y salir de la base, pasando a través de R_B en el camino hacia el terminal positivo de la fuente, o pueden fluir hacia el colector.

¿Qué camino seguirán los electrones libres? La mayoría irán hacia el colector. ¿Por qué? Existen dos razones: la base está *ligeramente dopada* y es *muy estrecha*. "Ligeramente dopada" implica que los electrones libres tienen un tiempo de vida largo en la región de la base, que sea "muy estrecha" implica que los electrones libres sólo tienen que recorrer una distancia muy corta para alcanzar al colector.

Sólo unos pocos electrones libres se recombinarán con los huecos en la base ligeramente dopada de la Figura 6.4. Después, como electrones de valencia, fluirán a través de la resistencia de base hasta el terminal positivo de la fuente de alimentación V_{BB}.

Electrones del colector

Casi todos los electrones libres entran en el colector, como se muestra en la Figura 6.5. Una vez que están en el colector, se ven atraídos por la fuente de tensión V_{CC}, por lo que fluyen a través del colector y atraviesan R_C hasta alcanzar el terminal positivo de la tensión de alimentación del colector.

En resumen, lo que ocurre es lo siguiente: en la Figura 6.5, V_{BB} polariza en directa el diodo de emisor, forzando a los electrones libres del emisor a entrar en la base. La base es estrecha y está poco dopada, proporcionando el tiempo suficiente para que todos los electrones se difundan hasta el colector. Estos electrones atraviesan el colector, la resistencia R_C, y entran en el terminal positivo de la fuente de tensión V_{CC}.

Figura 6.4 El emisor inyecta electrones libres en la base.

Figura 6.5 Los electrones libres de la base fluyen y entran en el colector.

HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

Se proporcionan hojas de características parciales y completas de muchos dispositivos semiconductores; las especificaciones más importantes se examinan y explican. Podrá encontrar en Internet las hojas de características completas de estos dispositivos.

Figura 3.16 Hoja de características de los diodos 1N4001–1N4007.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

1N4001-1N4007

1N4001 - 1N4007

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.

DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

General Purpose Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current, .375" lead length @ T_A = 75°C	1.0							A
I_{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave	30							A
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +175							°C
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	3.0	W
$R_{θJA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

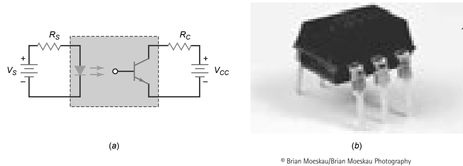
Symbol	Parameter	Device							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_F	Forward Voltage @ 1.0 A	1.1							V
I_{rr}	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T_A = 75°C	30							µA
I_R	Reverse Current @ rated V_R T_A = 25°C / T_A = 100°C	5.0 / 500							µA / µA
C_T	Total Capacitance V_R = 4.0 V, f = 1.0 MHz	15							pF

 1N4001-1N4007, Rev. C1

(*a*)

Fundamentos de los transistores 231

Figura 7.23 (*a*) Optoacoplador con LED y fototransistor. (*b*) Optoacoplador integrado.



© Brian Moeskau/Brian Moeskau Photography

la corriente del LED, lo que hace que la corriente a través del fototransistor también varíe. A su vez, esto produce una variación en la tensión entre los terminales de colector y emisor. Por tanto, se acopla una tensión de señal desde el circuito de entrada al circuito de salida.

De nuevo, la ventaja más importante de un optoacoplador es el aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y de salida. Dicho de otra manera, el terminal común del circuito de entrada es distinto del terminal común del circuto de salida. Por esta razón, no existe ningún camino de conducción entre ambos circuitos, lo que significa que uno de los circuitos se puede conectar a tierra y el otro dejarse flotante. Por ejemplo, el circuito de entrada puede estar conectado a la tierra del chasis del equipo, mientras que el terminal común del circuito de salida puede no estar conectado a tierra. La Figura 7.23*b* muestra un optoacoplador integrado típico.

Ejemplo

El optoacoplador 4N24 de la Figura 7.24*a* proporciona aislamiento de la red eléctrica y detecta los cruces por cero de la tensión de red. La gráfica de la Figura 7.24 *b* muestra cómo se relaciona la corriente de colector con la corriente del LED. He aquí cómo calcular la tensión de pico de salida del optoacoplador:

El rectificador en puente produce una corriente de onda completa a través del LED. Ignorando las caídas en los diodos, la corriente de pico a través del LED es:

$$I_{\text{LED}} = \frac{1{,}414(115\text{ V})}{16\text{ k}\Omega} = 10{,}2\text{ mA}$$

El valor de saturación de la corriente del fototransistor es:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{20\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 2\text{ mA}$$

La Figura 7.24*b* muestra las curvas estáticas de la corriente del fototransistor en función de la corriente del LED para tres optoacopladores diferentes. Con un 4N24 (curva superior), una corriente de LED de 10,2 mA produce una corriente de colector de aproximadamente 15 mA cuando la resistencia de car ga es cero. En la Figura 7.24*a*, la corriente del fototransistor nunca alcanza los 15 mA porque se satura a 2 mA. En otras palabras, hay más que suficiente corriente de LED para producir la saturación. Puesto que la corrriente de pico del LED es de 10,2 mA, el transistor está saturado durante la mayor parte del ciclo. En esta situación, la tensión de salida es aproximadamente igual a cero, como se muestra en la Figura 7.24*c*.

Los cruces por cero se producen cuando la tensión de red cambia de polaridad, de positiva a negativa, o a la inversa. En un cruce por cero, la corriente del LED cae a cero. En ese instante, el fototransistor pasa a ser un circuito abierto y la tensión de salida aumenta hasta aproximadamente 20 V, como se muestra en la Figura 7.24*c*. Como podemos ver, la tensión de salida es práctica-

INFORMACIÓN ÚTIL

El optoacoplador realmente fue diseñado como sustituto de estado sólido del relé mecánico. Funcionalmente, el optoacoplador es similar a su antigua contrapartida mecánica ya que ofrece un alto grado de aislamiento entre sus terminales de entrada y de salida. Algunas de las ventajas de utilizar un optoacoplador en lugar de un relé mecánico es que tiene velocidades de operación más altas, no existen rebotes en los contactos, su menor tamaño, no tiene partes móviles y su compatibilidad con los circuitos digitales de microprocesador.

FOTOGRAFÍAS DE COMPONENTES

Se incluyen fotografías de los dispositivos electrónicos reales con el fin de proporcionar al estudiante una idea más clara del dispositivo que está estudiando.

TABLAS RESUMEN

Las Tablas-resumen reflejan los puntos importantes tratados en el capítulo. Los estudiantes pueden utilizarlas para repasar los temas y como un útil recurso de información.

Amplificadores de potencia 387

Tabla-resumen 12.1 Clases de amplificador

Circuito	Características	Se usa en
A	Ángulo de conducción: 360° Distorsión: pequeña, debida a la distorsión no lineal Rendimiento máximo: 25% MPP < V_{CC} Puede utilizar acoplamiento mediante transformador para conseguir un rendimiento de ≈ 50%	Amplificador de baja potencia donde el rendimiento no es importante
B/AB	Ángulo de conducción: ≈ 180° Distorsión: pequeña a moderada, debida a la distorsión de cruce Rendimiento máximo 78,5% MPP = V_{CC} Utiliza el efecto *push-pull* y transistores de salida complementarios	Amplificador de potencia de salida. Puede utilizar configuraciones Darlington y diodos en el circuito de polarización
C	Ángulo de conducción < 180° Distorsión: grande Rendimiento máximo ≈ 100% Basado en el circuito tanque sintonizado MPP = 2 (V_{CC})	Amplificador de potencia de RF sintonizado. Etapa de amplificación final en circuitos de comunicaciones

226 *Capítulo 7*

Tabla 7.1 Análisis de arriba-abajo

	V_E	I_E	I_B	I_C	V_C	V_{CE}
V_{BB} aumenta	A	A	A	A	D	D
V_{CC} aumenta	N	N	N	N	A	A
R_E aumenta	N	D	D	D	A	A
R_C disminuye	N	N	N	N	D	D

la base hará que aumente la corriente de emisor, la corriente de colector y la tensión en la resistencia de colector y, en consecuencia, la tensión de colector disminuirá.

La Tabla 7.1 muestra los efectos de los pequeños incrementos de las variables independientes del circuito de la Figura 7.14. Utilizamos A para indicar aumento, D para indicar disminución y N para no variación (variaciones menores de un 1 por ciento). Estos resultados se han obtenido aplicando la segunda aproximación. Estudiando esta tabla y preguntándose por qué se producen las variaciones, podemos mejorar nuestra comprensión sobre cómo funciona este circuito.

7.9 Detección de averías

En un transistor pueden presentarse muchos problemas. Puesto que contiene dos diodos, exceder las tensiones de disrupción, las corrientes máximas o los límites de potencia puede dañar uno o ambos diodos. Entre los posibles problemas se incluyen cortocircuitos, circuitos abiertos, altas corrientes de fugas y una reducida β_{dc}.

Pruebas fuera del circuito

Normalmente, un transistor se prueba empleando un multímetro digital configurado en el rango de pruebas del diodo. La Figura 7.15 muestra un transistor *npn* como dos diodos en oposición. Cada unión *pn* se puede probar para obtener los valores con polarización directa y polarización inversa. También puede medirse la tensión colector-emisor, la cual debería dar como resultado una indicación fuera de rango con cualquier polaridad del multímetro digital. Dado que un transistor tiene tres terminales, hay seis posibles conexiones del multímetro digital teniendo en cuenta la polaridad, las cuales se muestran en la Figura 7.16*a*. Observe que sólo dos de las conexiones dan como resultado una lectura de aproximadamente 0,7V. También es importante darse cuenta de que el terminal de base es la única conexión común en ambas lecturas de 0,7V y que requiere una conexión de polaridad positiva (+). Esto también se muestra en la Figura 7.16*b*.

Figura 7.15 Transistor *npn*.

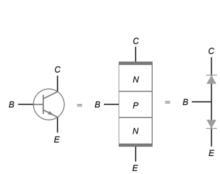
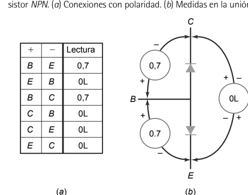


Figura 7.16 Lecturas de un multímetro digital para un transistor *NPN*. (*a*) Conexiones con polaridad. (*b*) Medidas en la unión *pn*.



+	−	Lectura
B	E	0,7
E	B	0L
B	C	0,7
C	B	0L
C	E	0L
E	C	0L

CÓMO PROBAR LOS COMPONENTES

Los estudiantes encontrarán descripciones sobre como probar componentes electrónicos concretos utilizando equipos, como por ejemplo, un multímetro digital.

Resumen

SEC. 4.1 EL RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

El rectificador de media onda tiene un diodo en serie con una resistencia de carga. La tensión en la carga es una señal de media onda. La tensión media o continua de un rectificador de media onda es igual al 31,8 por ciento de la tensión de pico.

SEC. 4.2 EL TRANSFORMADOR

Normalmente, el transformador de entrada es un transformador reductor en el que la tensión se reduce y la corriente se incrementa. La tensión en el secundario es igual a la tensión en el primario dividida entre la relación de espiras.

SEC. 4.3 EL RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

El rectificador de onda completa utiliza un transformador reductor con conexión intermedia, junto con dos diodos y una resistencia de carga. La tensión en la carga es una señal de onda completa con un valor de pico igual a la mitad de la tensión del secundario. La tensión media o continua a la salida del rectificador de onda completa es igual al 63,6 por ciento de la tensión de pico, y la frecuencia de rizado es igual a 120 Hz en lugar de 60 Hz.

SEC. 4.4 EL RECTIFICADOR EN PUENTE

El rectificador en puente utiliza cuatro diodos. La tensión en la carga es una señal de onda completa con un valor de pico igual a la tensión de pico del secundario. La tensión media o continua en la carga es igual al 63,6 por ciento de la tensión de pico, y la frecuencia de rizado es 120 Hz.

SEC. 4.5 EL FILTRO DE CHOQUE

EL filtro de choque es un divisor de tensión *LC* en el que la reactancia inductiva es mucho mayor que la reactancia capacitiva. Este tipo de filtro permite que el valor medio de la señal rectificada pase a la resistencia de carga.

SEC. 4.6 FILTRO CON CONDENSADOR A LA ENTRADA

Este tipo de filtro permite que el valor de pico de la señal rectificada pase a la resistencia de carga. Con un condensador grande, el rizado es pequeño, típicamente menor que el 10 por ciento de la tensión continua. El filtro con condensador a la entrada es el más ampliamente utilizado en las fuentes de alimentación.

SEC. 4.7 TENSIÓN INVERSA DE PICO Y CORRIENTE INICIAL

La tensión inversa de pico es la tensión máxima que aparece en el diodo que no conduce de un circuito rectificador. Esta tensión debe ser menor que la tensión de disrupción del diodo. La corriente inicial es la corriente breve pero elevada que existe cuando el circuito se conecta por primera vez a la alimentación. Esta corriente es así porque el condensador del filtro tiene que cargarse a la tensión de pico durante el primer ciclo o, a lo sumo, durante los primeros ciclos.

SEC. 4.8 OTRAS CUESTIONES SOBRE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

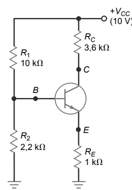
Normalmente, los transformadores reales especifican la tensión del secundario para

RESUMEN DEL CAPÍTULO

El estudiante puede emplear los resúmenes cuando repase para los exámenes, o simplemente para asegurarse de que no se ha saltado conceptos fundamentales. También se incluyen las definiciones y derivaciones para asentar mejor lo aprendido.

266 *Capítulo 8*

Figura 8.30



MEDIDAS

Avería	V_B (V)	V_E (V)	V_C (V)	R_2 (Ω)
OK	1,8	1,1	6	OK
*T*1	10	9,3	9,4	OK
*T*2	0.7	0	0,1	OK
*T*3	1,8	1,1	10	OK
*T*4	2,1	2,1	2,1	OK
*T*5	0	0	10	OK
*T*6	3,4	2,7	2,8	
*T*7	1,83	1,212	10	OK
*T*8	0	0	10	0
*T*9	1,1	0,4	0,5	OK
*T*10	1,1	0,4	10	OK
*T*11	0	0	0	OK
*T*12	1.83	0	10	OK

8.38 Localice las averías 5 y 6.

8.39 Localice las averías 7 y 8.

8.40 Localice las averías 9 y 10.

8.41 Localice las averías 11 y 12.

TABLAS PARA DETECCIÓN DE AVERÍAS

Las tablas para la detección de averías permiten al estudiante ver fácilmente los valores que debe medir para detectar cada posible avería. Si se emplean junto con un programa de simulación de circuitos, el estudiante podrá desarrollar sus propias habilidades en el proceso de detección de averías.

PROBLEMAS AL FINAL DEL CAPÍTULO

Al final de cada capítulo se incluye una amplia variedad de cuestiones y problemas; aproximadamente el 30% de ellos son nuevos o se han revisado para esta edición. Se incluyen problemas de análisis de circuitos, detección de averías y cuestiones de entrevista de trabajo.

130 *Capítulo 4*

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Aquí tiene lápiz y papel. Dígame cómo funciona un rectificador en puente con filtro con condensador a la entrada. En su explicación, incluya un esquemático y las formas de onda en distintos puntos del circuito.
2. Suponga que en el laboratorio hay un rectificador en puente filtro con condensador a la entrada y no funciona. Dígame cómo detectaría los fallos. Indique qué tipo de instrumentos utilizaría y cómo aislaría los fallos más comunes.
3. Una corriente o una tensión excesiva puede destruir los diodos de una fuente de alimentación. Dibuje un rectificador en puente con filtro con condensador a la entrada y dígame cómo la corriente o la tensión pueden destruir un diodo. Explíqueme lo mismo pero para una tensión inversa excesiva.
4. Dígame todo lo que sepa sobre recortadores, cambiadores de nivel y circuitos fijadores. Muéstreme las formas de onda típicas, los niveles de recorte, los niveles de los cambiadores de nivel y los niveles de protección.
5. Deseo que me explique cómo funciona un detector de pico a pico. Después, dígame en qué se parecen y en qué se diferencian un duplicador de tensión y un detector de pico a pico.
6. ¿Cuál es la ventaja de utilizar un rectificador en puente en una fuente de alimentación en oposición a emplear un rectificador de media onda o de onda completa? ¿Por qué el rectificador en puente es más eficiente que los otros?
7. ¿En qué aplicación de las fuentes de alimentación es preferible utilizar un filtro *LC* en lugar de un filtro *RC*? ¿Por qué?
8. ¿Cuál es la relación entre un rectificador de media onda y un rectificador de onda completa?
9. ¿Bajo qué circunstancias es apropiado utilizar un multiplicador de tensión como parte de una fuente de alimentación?
10. Se supone que una fuente de alimentación continua tiene una salida de 5 V. Con un voltímetro de continua se miden exactamente 5 V en la salida de la fuente. ¿Es posible que esta fuente de alimentación tenga algún problema? En caso afirmativo, ¿cómo detectaría la avería?
11. ¿Por qué utilizaría un multiplicador de tensión en lugar de un transformador con una relación de espiras muy alta y un rectificador normal?
12. Enumere las ventajas y desventajas del filtro *RC* y del filtro *LC*.
13. Mientras está buscando las averías de una fuente de alimentación, encuentra una resistencia quemada. Realiza una medida que demuestra que la resistencia es un circuito abierto. ¿Debería reeemplazar la resistencia y conectar a continuación la fuente de alimentación? Si su respuesta es no, ¿qué haría a continuación?
14. En un rectificador en puente, enumere tres posibles fallos y los correspondientes síntomas de cada uno de ellos.

Respuestas al autotest

1. b	**10.** d	**19.** c
2. a	**11.** b	**20.** c
3. b	**12.** b	**21.** a
4. c	**13.** c	**22.** b
5. c	**14.** a	**23.** a
6. b	**15.** b	**24.** c
7. b	**16.** a	**25.** c
8. c	**17.** d	
9. c	**18.** c	

Respuestas a los problemas prácticos

4.1 $V_{dc} = 6{,}53$ V

4.2 $V_{dc} = 27$ V

4.3 $V_{p(\text{in})} = 12$ V;
$V_{p(\text{out})} = 11{,}3$ V

4.5 $V_{p(\text{out})}$ ideal = 34 V.
Segunda aproximación = 32,6 V

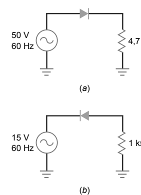
Circuitos de diodos 125

Problemas

SEC. 4.1 EL RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

4.1 En la Figura 4.36*a*, ¿cuál es la tensión de pico de salida si el diodo es ideal? ¿Y el valor medio? ¿Y el valor de continua? Dibuje la forma de onda de salida.

Figura 4.36



4.2 Repita el problema anterior para el circuito de la Figura 4.36*b*.

4.3 ¿Cuál es la tensión de pico de salida en el circuito de la Figura 4.36*a* utilizando la segunda aproximación del diodo? ¿Y el valor medio? ¿Y el valor de continua? Dibuje la forma de onda de salida.

4.4 Repita el problema anterior para el circuito de la Figura 4.36*b*.

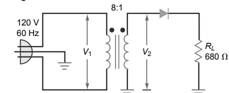
SEC. 4.2 EL TRANSFORMADOR

4.5 Si un transformador tiene una relación de espiras de 6 : 1, ¿cuál es la tensión eficaz en el secundario? ¿Y la tensión de pico en el secundario? Suponga que la tensión del primario es 120 V rms.

4.6 Si un transformador tiene una relación de espiras de 1 : 12, ¿cuál es la tensión eficaz en el secundario? ¿Y la tensión de pico en el secundario? Suponga que la tensión del primario es 120 V rms.

4.7 Calcule la tensión de pico de salida y la tensión continua de salida en el circuito de la Figura 4.37 utilizando un diodo ideal.

Figura 4.37



4.8 Calcule la tensión de pico de salida y la tensión continua de salida en el circuito de la Figura 4.37 utilizando la segunda aproximación.

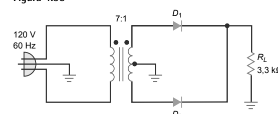
SEC. 4.3 EL RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

4.9 Un transformador con conexión central y una tensión de entrada de 120 V tiene una relación de espiras de 4 : 1. ¿Cuál es la tensión rms en la mitad superior del devanado del secundario? ¿Y la tensión de pico? ¿Cuál es la tensión rms en la mitad inferior del devanado del secundario?

4.10 ¿Cuál es la tensión de pico de salida en la Figura 4.38 si los diodos son ideales? ¿Y el valor medio? Dibuje la forma de onda de salida.

4.11 Repita el problema anterior utilizando la segunda aproximación.

Figura 4.38

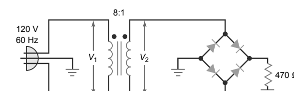


SEC. 4.4 EL RECTIFICADOR EN PUENTE

4.12 En la Figura 4.39, ¿cuál es la tensión de pico de salida si los diodos son ideales? ¿Y el valor medio? Dibuje la forma de onda de salida.

4.13 Repita el problema anterior utilizando la segunda aproximación.

Figura 4.39



Recursos

Recursos para el estudiante

Además de este libro de texto completamente actualizado, se han desarrollado una serie de recursos para el estudiante con el fin de ayudarle en el aprendizaje y la comprensión de los principios y aplicaciones de la electrónica.

- El sitio del estudiante dentro del **Online Learning Center (OLC)** contiene muchas funcionalidades útiles para el estudiante, vínculos a sitios de la industria, y listas de componentes y circuitos.

Recursos para el profesor

- El manual del profesor **Instructor's Manual** (en inglés) proporciona las soluciones y propone sugerencias para desarrollar durante las clases.
- **Instructor Productivity Center CD ROM,** que acompaña al Instructor's Manual, proporciona presentaciones **PowerPoint** para todos los capítulos del texto; **Electronic Testbanks** con cuestiones de repaso adicionales para cada capítulo que pueden ordenarse, editarse y modificarse para ajustarse a las necesidades de los cursos y el **e-Instruction's Classroom Performance System (CPS)**, un sistema de aprendizaje para la clase que utiliza consolas portátiles. Todos estos materiales están en inglés.
- El sitio del profesor dentro del **Online Learning Center** (protegido mediante contraseña) incluye el Instructor's Manual y presentaciones PowerPoint en línea, enlaces con sitios web de la industria y educativos.
- **Experiments Manual** (en inglés) es un complemento de *Principios de Electrónica*, con información de seguimiento de las prácticas de laboratorio incluidas en el Instructor 's Manual, el Instructor Productiviy Center y el sitio web del profesor dentro del Online Learning Center.
- El software **Visual Calculator For Electronics** permite analizar hasta 140 circuitos electrónicos básicos con la posibilidad de visualizar cualquiera de las 1500 ecuaciones utilizadas en los cálculos. ConVisual Calculator puede sustituir los valores estándar de las resistencias para ver los efectos sobre el funcionamiento del circuito, visualizar las rectas de car ga y otras gráficas, además de ver las hojas de características de muchos componentes. Los profesores pueden emplear este software para explicar y mostrar el funcionamiento de los circuitos. Los estudiantes pueden utilizar el software para repasar los exámenes parciales y finales, comprobar las respuestas cuando resuelvan problemas en casa, obteniendo con este software las respuestas mucho más rápido que por cualquier otro método. Visual Calculator está disponible en la dirección http://www.malvino.com.

Agradecimientos

La producción de *Principios de Eléctronica,* 7ª edición, ha sido verdaderamente un trabajo de equipo. Ha necesitado de la dedicación y el trabajo profesional de mucha gente. Gracias a todo el personal de McGraw-Hill Higher Education que ha colaborado en esta edición, especialmente a Tom Casson, Jonathan Plant, Lindsay Roth, Kay Brimeyer y Carol Kromminga. Gracias especialmente a Pat Hoppe por su cuidadosa revisión y su enorme trabajo con los archivos del programa de simulación de circuitos MultiSim, los cuales constituyen una importante contribución al libro.

Gracias a todos aquellos que me han hecho comentarios y sugerencias extremadamente valiosos durante el desarrollo de esta edición, incluyendo a aquellos que me han dedicado parte de su tiempo para responder a las encuestas antes de desarrollar el manuscrito, y a aquellos que cuidadosamente han revisado el material. A continuación, cito a los revisores que me han ayudado a conseguir que esta edición sea tan exhaustiva y completa.

Revisores de la edición actual

Ron Barrier,
Rowan Cabarrus Community College, NC
Adrien Berthiaume
Northern Essex Community College, MA
M. C. Greenfield
Indiana State University, IN
Craig Hill
Erie Institute of Technology, PA
Patrick Hoppe
Gateway Technical College, WI
Paul Kiser
National Institute of Technology, WV
Dan Lookadoo
New River Community College, VA
William Murray
Broome Community College, NY
Rina Mazzucco
Mesa Community College, AZ
Rajappa Papannareddy
Purdue University, IN
Ken White
Lakeland Community College, OH

Personas encuestadas

Ben Bartlett
College of Southern Idaho, ID
Michele J. Chance
Rowan-Cabarrus Community College, NC
Walter O. Craig, III
Southern University, LA
Sheila Donchoo
Southern Polytechnic State University, GA
James A. Duru
Essex County College, NJ
William Eaton
Hinds Community College, MS
Udezei F. Edgal
North Carolina A&T State University, NC
Glen Elliott
Cambria County Area Community College, PA
Fred Etcheverry
Hartnell College, CA
Jim Fiore
Mohawk Valley Community College, NY
Rex Fisher
Brigham Young University, ID
John E. Fitzen
Idaho State University, ID
George Fredericks
Northeast State Technical Community College, TN
G. J. Gerard
Gateway Community Technical College, CT
Albert Gerth
Corning Community College, NY
Melvin G. Gomez
Green River Community College, WA
James Henderson
Arkansas State University, AR
George Hendricks
Gaston College, NC
Larry Hoffman
Purdue University, IN
David A. Kruse
Lane Community College, OR
Daniel Landiss
St. Louis Community College, MO

M. David Luneau, Jr.
University of Arkansas, AR
Richard McKinney
Nashville State Technical Community College, TN
Paul Nelson
College of the Sequoias, CA
Robert Peeler
Lamar State College, TX
Nasser H. Rashidi
Virginia State University, VA
Steven D. Rice
University of Montana, MT
Robert J. Scoff
University of Memphis, TN
Ron Tinckham
Santa Fe Community College, FL
Anthony Webb
Missouri Tech, MO
Harold Wiebe
Northern Kentucky University, KY
Michael Wilson
Kansas State University, KS

Revisores del manuscrito

Abraham Falsafi
National Institute of Technology, WV
Mohamed Haj-Mohamadi
North Carolina A&T University, NC
Patrick Hoppe
Gateway Technical College, WI
John Lindsey
Kansas Community and Technical College System, KS
Jim Ramming
Vatterott College, MO
Vince Vasco
Pittsburgh Technical Institute, PA

Principios de Electrónica

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se van a estudiar los distintos tipos de fórmulas, las fuentes de tensión, las fuentes de corriente, dos teoremas para resolver circuitos y la detección de averías. Aunque parte de la exposición constituye un repaso, encontrará diversas ideas que le facilitarán el comprender los dispositivos semiconductores y le servirán como marco de trabajo para el resto del libro.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Nombrar los tres tipos de fórmulas y explicar por qué es correcta cada una de ellas.
- Explicar por qué se suelen utilizar aproximaciones en lugar de las fórmulas exactas.
- Definir una fuente de tensión ideal y una fuente de corriente ideal.
- Describir cómo puede reconocerse una fuente de tensión constante y una fuente de corriente constante.
- Enunciar el teorema de Thevenin y aplicarlo a un circuito.
- Enunciar el teorema de Norton y aplicarlo a un circuito.
- Enumerar dos características de los dispositivos en circuito abierto y en cortocircuito.

Vocabulario

aproximación ideal (primera)
corriente de Norton
definición
derivación
detección de averías
dispositivo en circuito abierto
dispositivo en cortocircuito
fórmula
ley
principio de dualidad
puente de soldadura
resistencia de Norton
resistencia de Thevenin
segunda aproximación
tensión de Thevenin
teorema
tercera aproximación
unión de soldadura fría

1.1 Las tres clases de fórmulas

Una **fórmula** es una regla que relaciona magnitudes. La regla puede ser una ecuación, una desigualdad u otra descripción matemática. Encontrará muchas fórmulas en este libro. A menos que se sepa por qué cada una de ellas es correcta, es posible llegar a confundirlas a medida que se acumulan. Afortunadamente, sólo existen tres formas en las que las fórmulas pueden expresarse; su conocimiento hará que el estudio de la electrónica sea mucho más lógico y satisfactorio.

La definición

Cuando se estudia electricidad y electrónica es necesario memorizar nuevas palabras como *corriente*, *tensión* y *resistencia*. Sin embargo, una explicación verbal de las mismas no es suficiente, ya que, por ejemplo, en el caso de la corriente, la idea que se tenga debe ser matemáticamente idéntica a la de cualquier otra persona. La única forma de conseguir esta identidad es mediante una **definición**, una fórmula inventada para definir un nuevo concepto.

INFORMACIÓN ÚTIL

A efectos prácticos, una fórmula es como un conjunto de instrucciones escritas utilizando abreviaturas matemáticas. Una fórmula describe cómo calcular una determinada magnitud o un determinado parámetro.

Veamos un ejemplo de definición. En cursos anteriores habrá aprendido que la capacidad es igual a la caga de una placa dividida por la tensión entre las placas de un condensador. La fórmula es la siguiente:

$$C = \frac{Q}{V}$$

Esta fórmula es una definición. Dice qué es la capacidad C y cómo calcularla. En el pasado, algunos investigadores idearon esta definición y llegó a ser ampliamente aceptada.

A continuación, tenemos un ejemplo de cómo crear una nueva definición partiendo de cero. Supongamos que estamos investigando técnicas de lectura y necesitamos medir de alguna manera la velocidad de lectura. Para empezar, podríamos definir la *velocidad de lectura* como el número de palabras leídas en un minuto. Si el número de palabras es W y el número de minutos es M, podemos escribir una fórmula como la siguiente:

$$S = \frac{W}{M}$$

En esta ecuación, S es la velocidad medida en palabras por minuto.

Para ser más creativos, podemos emplear letras griegas: ω para las palabras, μ para los minutos y σ para la velocidad. La definición quedaría entonces del siguiente modo:

$$\sigma = \frac{\omega}{\mu}$$

Esta ecuación continúa indicando que la velocidad es igual al número de palabras dividido entre los minutos. Cuando vea una ecuación como ésta y sepa que se trata de una definición, ya no le parecerá tan misteriosa como inicialmente pudiera parecer.

En resumen, las *definiciones son fórmulas que un investigador crea.* Están basadas en observaciones científicas y constituyen las bases del estudio de la electrónica. Son aceptadas simplemente como hechos. Esto siempre se ha hecho en la ciencia. Una definición es cierta en el mismo sentido que una palabra es cierta; cada una representa algo de lo que queremos hablar. Cuando se sabe qué fórmulas son definiciones, la electrónica resulta más fácil de comprender. Dado que las definiciones son puntos de partida, todo lo que hay que hacer es entenderlas y memorizarlas.

La ley

Una **ley** es otra cosa. Una ley resume una relación que ya existe en la naturaleza. Un ejemplo de ley es:

$$f = K\frac{Q_1Q_2}{d^2}$$

donde f = fuerza
K = constante de proporcionalidad, $9(10^9)$
Q_1 = primera carga

Q_2 = segunda carga
d = distancia entre las cargas

Ésta es la ley de Coulomb, que establece que la fuerza de atracción o repulsión entre dos cargas es directamente proporcional a las cargas e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia entre ellas.

Es una ecuación importante porque en ella se fundamenta la electricidad. Pero, ¿cómo se ha obtenido? Y ¿por qué es cierta? En principio, todas las variables de esta ley ya existían antes de su descubrimiento. Experimentando, Coulomb fue capaz de demostrar que la fuerza era directamente proporcional a cada carga e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia entre ellas. La ley de Coulomb es un ejemplo de una relación existente en la naturaleza. Aunque investigadores anteriores consiguieron medir f, Q_1, Q_2 y d, Coulomb descubrió la ley relacionando las magnitudes y escribió la fórmula para ello.

Antes de descubrir una ley, alguien debe tener el presentimiento de que tal relación existe. Después de numerosos experimentos, el investigador escribe la fórmula que resume el descubrimiento. Cuando suficientes personas confirman mediante experimentos el descubrimiento, la fórmula se convierte en una ley. *Una ley es verdadera porque es posible verificarla mediante un experimento.*

La derivación

Dada una ecuación como la siguiente:

$$y = 3x$$

podemos sumar 5 a ambos miembros para obtener:

$$y + 5 = 3x + 5$$

La nueva ecuación es cierta porque ambos lados siguen siendo iguales. Existen otras muchas operaciones como la resta, la multiplicación, la división, la factorización y la sustitución que hacen que se conserve la igualdad en ambos lados de la ecuación. Por esta razón, podemos deducir muchas nuevas fórmulas utilizando las matemáticas.

Una **derivación** *es una fórmula que se puede obtener a partir de otras fórmulas.* Esto quiere decir que partiendo de una o más fórmulas y usando las matemáticas se llega a obtener una nueva fórmula que no se encontraba dentro del conjunto original de fórmulas. Una derivación es verdadera, porque matemáticamente se mantiene la igualdad de ambos lados de cada una de las ecuaciones por las que se pasa desde la fórmula inicial hasta llegar a la fórmula derivada.

Por ejemplo, Ohm experimentó con conductores. Descubrió que la relación entre la tensión y la corriente era una constante, que la denominó resistencia y escribió la siguiente fórmula para definirla:

$$R = \frac{V}{I}$$

Ésta es la forma original de la ley Ohm. Reordenándola, obtenemos:

$$I = \frac{V}{R}$$

que es una derivación. Es la forma original de la ley de Ohm convertida en otra ecuación.
Veamos otro ejemplo. La definición de capacidad viene dada por la expresión:

$$C = \frac{Q}{V}$$

Podemos multiplicar ambos lados por V para obtener la siguiente nueva ecuación:

$$Q = CV$$

que es una derivación, que dice que la carga en un condensador es igual a su capacidad multiplicada por la tensión que cae en él.

Recuerde que...

¿Por qué una fórmula es verdadera? Hay tres posibles respuestas. Para asentar bien sus fundamentos electrónicos, clasifique cada nueva fórmula dentro de una de estas tres categorías:

Definición: una fórmula inventada para un nuevo concepto.
Ley: una fórmula para una relación que existe en la naturaleza.
Derivación: una fórmula obtenida matemáticamente.

1.2 Aproximaciones

En nuestra vida diaria utilizamos aproximaciones continuamente. Si alguien nos pregunta nuestra edad, podemos responder 21 (ideal). O podemos decir que 21 para 22 (segunda aproximación). O incluso podríamos responder que 21 años y nueve meses (tercera aproximación), o si quisiéramos ser aún más precisos doríamos que 21 años, 9 meses, 2 días, 6 horas, 23 minutos y 42 segundos (exacto).

Este ejemplo ilustra los diferentes niveles de aproximación: una aproximación ideal, una segunda aproximación, una tercera aproximación y una respuesta exacta. La aproximación que se emplee depende de cada situación. Esto mismo también se aplica a la electrónica. Al efectuar análisis de circuitos, habrá que elegir una aproximación que se ajuste a la situación.

La aproximación ideal

¿Sabía que un cable AWG 22 de 33 cm que está a 2,4 cm de un chasis tiene una resistencia de 0,016 Ω, una inductancia de 0,24 μH y una capacidad de 3,3 pF? Si tuviéramos que incluir los efectos de la resistencia, la inductancia y la capacidad en cada cálculo de la corriente, emplearíamos una enorme cantidad de tiempo en la realización de los cálculos. Es por esta razón por la que todo el mundo ignora la resistencia, la inductancia y la capacidad de los cables de conexión en la mayor parte de los casos.

La *aproximación ideal*, denominada en ocasiones **primera aproximación**, es el circuito equivalente más simple de un dispositivo. Por ejemplo, la aproximación ideal de un cable de conexión es un conductor de resistencia cero. Esta aproximación ideal es adecuada para los trabajos cotidianos de electrónica.

La excepción se produce cuando se trabaja a altas frecuencia, donde hay que tener en cuenta la inductancia y la capacitancia del cable. Supongamos que un cable de 2,4 cm tiene una inductancia de 0,24 μH y una capacidad de 3,3 pF. A 10 MHz, la reactancia inductiva es de 15,1Ω y la reactancia capacitiva es de 4,82 kΩ. Lógicamente, en este caso, un diseñador ya no puede considerar ideal el fragmento de cable. Dependiendo del resto del circuito, las reactancias inductiva y capacitiva de un cable de conexión pueden llegar a ser importantes.

Como norma general, podemos utilizar la aproximación ideal para un segmento de cable a frecuencias inferiores a 1 MHz. Normalmente, ésta es una regla segura, aunque esto no quiere decir que podamos despreocuparnos del cableado. En general, es aconsejable utilizar cables de conexión tan cortos como sea posible, ya que en algún punto de la escala de frecuencias, dichos cables comenzarán a degradar el funcionamiento del circuito.

Cuando se están buscando averías, normalmente, la aproximación ideal es la más adecuada, porque se pueden buscar desviaciones importantes respecto de las corrientes y tensiones normales. En este libro, idealizaremos los dispositivos semiconductores reduciéndolos a simples circuitos equivalentes. Utilizando aproximaciones ideales, es fácil analizar y comprender cómo funcionan los circuitos de semiconductores.

La segunda aproximación

La aproximación ideal de una pila de linterna es una fuente de tensión de 1,5V. La **segunda aproximación** añade uno o más componentes a la aproximación ideal. Por ejemplo, la segunda aproximación de una pila de linterna es una fuente de tensión de 1,5 V y una resistencia en serie de 1 Ω. Esta resistencia serie se denomina resistencia de *fuente* o *interna* de la pila. Si la resistencia de carga es menor que 10 Ω, la tensión de carga será notablemente menor que a 1,5 V, debido a la caída de tensión en la resistencia interna. En este caso, un cálculo preciso deberá incluir la resistencia de fuente.

La tercera aproximación y siguientes

La **tercera aproximación** incluye otro componente más en el circuito equivalente del dispositivo. En el Capítulo 3 se proporciona un ejemplo de la tercera aproximación al estudiar los diodos semiconductores.

Es posible realizar incluso aproximaciones superiores incluyendo muchos componentes en el circuito equivalente de un dispositivo. La realización de cálculos manuales utilizando estas aproximaciones puede llegar a ser muy complicada y llevar mucho tiempo. Por esta razón, a menudo se emplean computadoras que ejecutan software de simulación de circuitos, como por ejemplo, MultiSim de ElectronicsWorkbench (EWB) y PSpice, que son programas comerciales que usan aproximaciones de orden superior para analizar los circuitos semiconductores. Muchos de los circuitos y ejemplos del libro se pueden analizar y visualizar utilizando este tipo de software.

Conclusión

La aproximación que se emplee depende de lo que se esté intentando hacer. Si se están detectando averías, normalmente, la aproximación ideal resulta adecuada. En muchas situaciones, la segunda aproximación es la mejor

opción porque es fácil de usar y no se necesita emplear una computadora. Para aproximaciones de orden superior, es preciso utilizar una computadora y un programa de simulación de circuitos.

1.3 Fuentes de tensión

Una *fuente ideal de tensión continua* produce una tensión en la carga que es constante. El ejemplo más sencillo de una fuente ideal de tensión continua es una batería perfecta, cuya resistencia interna es cero. La Figura 1.1*a* muestra una fuente ideal de tensión conectada a una resistencia de carga variable de valor comprendido entre 1 Ω y 10 MΩ. La lectura del voltímetro es de 10 V, que es exactamente la tensión de la fuente.

La Figura 1.1*b* muestra una gráfica de la tensión en la carga en función de la resistencia de carga. Como podemos ver, la tensión en la carga se mantiene en 10 V cuando la resistencia de carga varía desde 1 Ω hasta 1 MΩ. En otras palabras, una fuente ideal de tensión continua produce una tensión constante en la carga, independientemente de lo grande o pequeña que sea la resistencia de carga. Con una fuente ideal de tensión continua, sólo varía la corriente de carga cuando varía la resistencia de carga.

Segunda aproximación

Una fuente ideal de tensión es un dispositivo teórico; no puede existir en la naturaleza. ¿Por qué? Cuando la resistencia de carga tiende a cero, la corriente por la carga tiende a infinito. Ninguna fuente de tensión real puede producir una corriente infinita, ya que toda fuente real de tensión tiene una resistencia interna. La segunda aproximación de una fuente de tensión continua incluye esta resistencia interna.

La Figura 1.2*a* ilustra esta idea. Ahora tenemos una resistencia de fuente R_S de 1 Ω en serie con la batería ideal. La lectura en el voltímetro es de 5 V cuando R_L es 1 Ω. ¿Por qué? Porque la corriente por la carga es igual a 10 V dividido entre 2 Ω, es decir, 5 A. Cuando los 5 A pasan a través de la resistencia de fuente de 1 Ω, se produce una caída de tensión interna de 5 V. Ésta es la razón de que la tensión en la carga sea sólo la mitad del valor ideal, cayendo la otra mitad en la resistencia interna.

La Figura 1.2*b* muestra la gráfica de la tensión en la carga en función de la resistencia de carga. En este caso, la tensión en la carga no se aproxima al valor ideal hasta que la resistencia de carga es mucho mayor que la resistencia de la fuente. Pero, ¿qué es exactamente mucho mayor? O lo que es lo mismo, ¿cuándo podemos ignorar la resistencia de fuente?

Fuente de tensión constante

Ahora es el momento en que nos resultará útil una nueva definición. Así que, vamos a inventarla. Podemos ignorar la resistencia de fuente cuando sea al menos 100 veces más pequeña que la resistencia de carga. Cualquier fuente que satisfaga esta condición será una fuente de tensión constante. La definición sería entonces la siguiente:

Fuente de tensión continua $R_S < 0{,}01R_L$ **(1.1)**

Figura 1.1 (*a*) Fuente ideal de tensión y resistencia de carga variable. (*b*) La tensión en la carga es constante para resistencias de carga grandes.

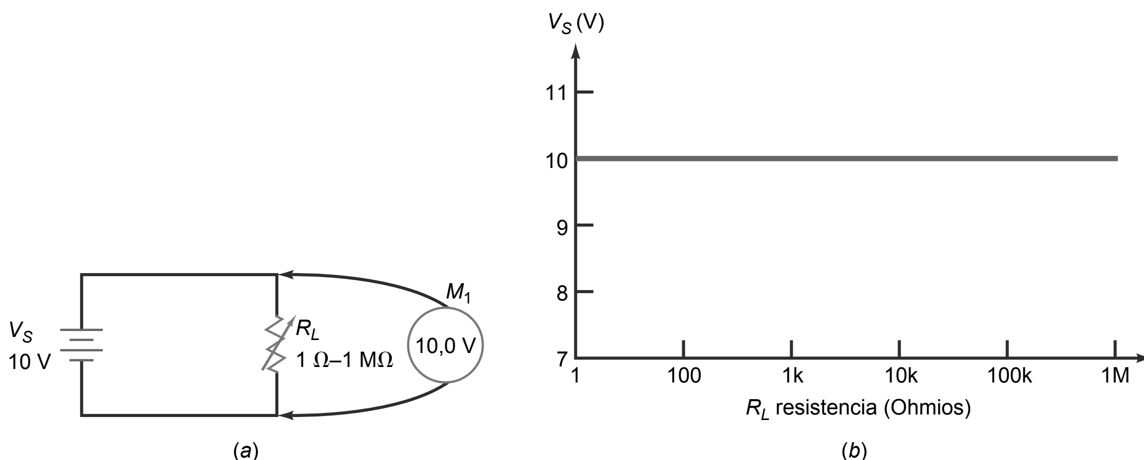
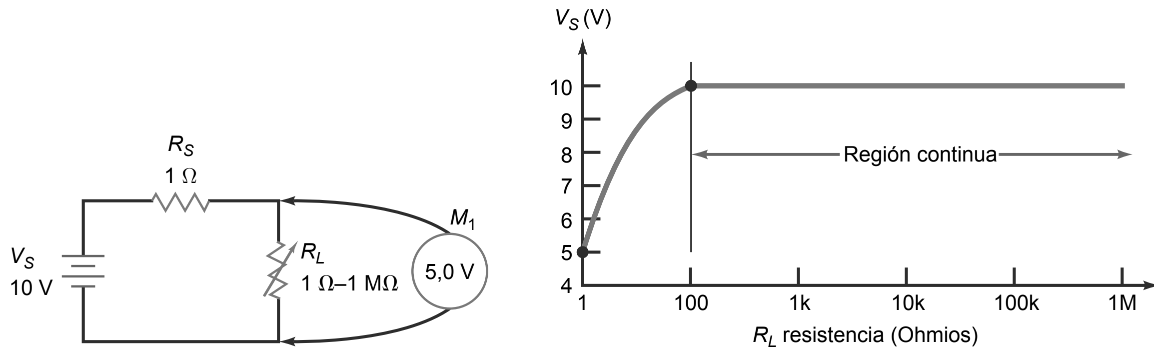


Figura 1.2 (*a*) La segunda aproximación incluye una resistencia de fuente. (*b*)) La tensión en la carga es constante para resistencias de carga grandes.



Esta fórmula define lo que identificamos como una *fuente de tensión constante.* El límite de la desigualdad (donde < se cambia por =) nos proporciona la siguiente ecuación:

$$R_S = 0{,}01R_L$$

Despejando para conocer la resistencia de car ga, se obtiene la resistencia de car ga mínima que se puede utilizar manteniendo todavía una fuente constante:

$$\boldsymbol{R_{L(\min)} = 100R_S} \qquad \textbf{(1.2)}$$

En otras palabras, la resistencia de carga mínima es igual a 100 veces la resistencia de fuente.

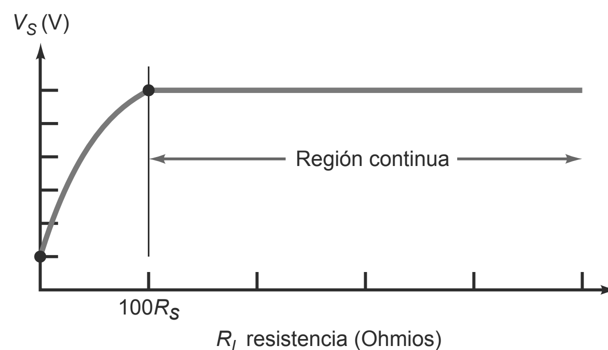
La Ecuación (1.2) es una derivación. Hemos partido de la definición de fuente de tensión continua y reordenándola hemos obtenido la resistencia de carga mínima permitida en una fuente de tensión continua. Mientras que la resistencia de carga sea mayor que $100R_S$, la fuente de tensión será constante. Cuando la resistencia de carga es igual a este valor del caso peor, el error de cálculo al ignorar la resistencia de fuente es del 1 por ciento, error lo suficientemente pequeño como para poder desestimarlo en una segunda aproximación.

La Figura 1.3 muestra una gráfica que resume de forma visual el funcionamiento de una fuente de tensión continua. La resistencia de carga tiene que ser mayor que $100R_S$ para que la fuente de tensión sea constante.

1.4 Fuentes de corriente

Una fuente de tensión continua genera una tensión en la car ga constante para distintas resistencias de car ga. Una *fuente de corriente continua* es diferente: genera una corriente constante en la car ga para distintas resistencias de carga. Un ejemplo de una fuente de corriente continua sería una batería con una resistencia de fuente grande (Figura 1.4*a*). En este circuito, la resistencia de fuente es 1 MΩ y la corriente por la carga es:

Figura 1.3 La región de tensión constante se da cuando la resistencia de carga es suficientemente grande.



Ejemplo 1.1

La definición de fuente de tensión constante se aplica a fuentes alternas y a fuentes continuas. Supongamos que una fuente alterna tiene una resistencia de fuente de 50 Ω. ¿Para qué resistencia de carga será constante la fuente?

SOLUCIÓN Multiplicamos por 100 para obtener la resistencia de carga mínima:

$$R_L = 100R_S = 100(50\ \Omega) = 5\ \text{k}\Omega$$

Mientras que la resistencia de carga sea mayor que 5 kΩ, la fuente de tensión alterna es constante y podremos ignorar la resistencia interna de la fuente.

Una consideración final: utilizar la segunda aproximación para una fuente de tensión alterna es válido sólo a bajas frecuencias. *A frecuencias altas, entran en juego factores adicionales como las inductancias de los cables y las capacidades de pérdidas*. En un capítulo posterior abordaremos estos efectos a frecuencia altas.

PROBLEMA PRÁCTICO 1.1 Si la resistencia de fuente en alterna del Ejemplo 1.1 es de 600 Ω, ¿para qué resistencia de carga la fuente será constante?

$$I_L = \frac{V_S}{R_S + R_L}$$

Cuando R_L es 1 Ω en la Figura 1.4*a*, la corriente de carga es:

$$I_L = \frac{10\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega + 1\ \Omega} = 10\ \mu\text{A}$$

En este tipo de cálculo, las resistencias de carga pequeñas apenas tienen efecto sobre la corriente que pasa por la carga.

La Figura 1.4*b* muestra el efecto de variar la resistencia de carga desde 1 Ω hasta 1 MΩ. En este caso, la corriente de carga permanece constante en 10 μA en un amplio rango. Sólo cuando la resistencia de carga es mayor de 10 kΩ se aprecia una caída en la corriente por la carga.

INFORMACIÓN ÚTIL

Una fuente de alimentación bien regulada es un buen ejemplo de una fuente de tensión continua.

INFORMACIÓN ÚTIL

En los terminales de salida de una fuente de corriente constante, la tensión en la carga V_L aumenta en proporción directa a la resistencia de carga.

Fuente de corriente constante

Aquí tenemos otra definición que nos resultará útil, especialmente con los circuitos semiconductores. Ignoraremos la resistencia interna de una fuente de corriente cuando sea al menos 100 veces más grande que la resistencia de carga. Cualquier fuente que satisfaga esta condición es una *fuente de corriente constante.* La definición es entonces:

$$\textbf{Fuente de corriente constante: } R_S > 100R_L \qquad (1.3)$$

El límite inferior de esta expresión se corresponde con el caso peor, luego:

$$R_S = 100R_L$$

Despejando la resistencia de carga, obtenemos la máxima resistencia de carga que podemos emplear teniendo todavía una fuente de corriente constante:

$$R_{L(\text{máx})} = 0{,}01R_S \qquad (1.4)$$

Es decir, la resistencia máxima de carga es igual a 1/100 de la resistencia de fuente.

La Ecuación (1.4) es una derivación porque hemos partido de la definición de fuente de corriente constante y la hemos reordenado para obtener la resistencia de carga máxima. Cuando la resistencia de carga es igual al valor del caso peor, el error de cálculo es del 1 por ciento, que es lo suficientemente pequeño como para poder ignorarlo en una segunda aproximación.

La Figura 1.5 muestra la región en la que la fuente de corriente es constante, siempre que la resistencia de carga sea menor que $0{,}01R_S$.

Figura 1.4 (*a*) Simulación de una fuente de corriente mediante una fuente de tensión continua y una resistencia grande. (*b*) La corriente por la carga es constante para resistencias de carga pequeñas.

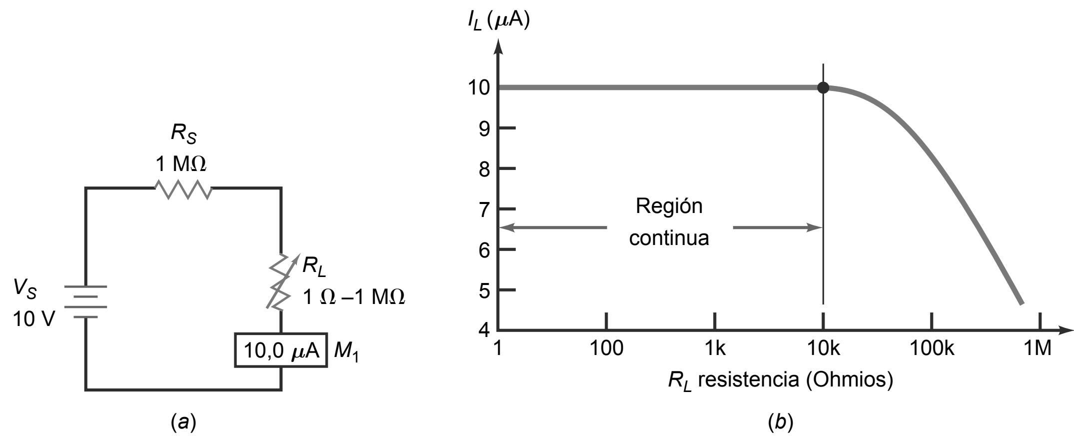


Figura 1.5 La región constante se produce cuando la resistencia de carga es lo suficientemente pequeña.

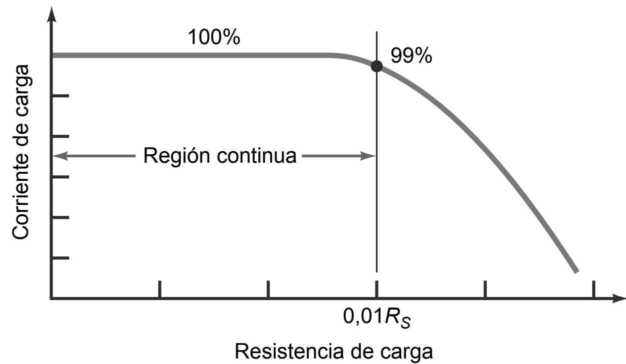


Figura 1.6 (*a*) Símbolo esquemático de una fuente de corriente. (*b*) Segunda aproximación de una fuente de corriente.

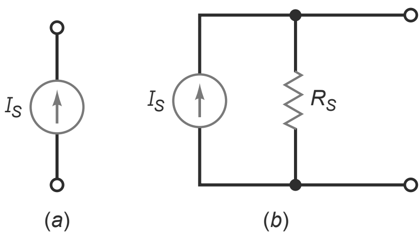


Tabla 1.1 Propiedades de las fuentes de tensión y de corriente

Magnitud	Fuente de tensión	Fuente de corriente
R_S	Típicamente baja	Típicamente alta
R_L	Mayor que 100R_S	Menor que 0,01R_S
V_L	Constante	Depende de R_L
I_L	Depende de R_L	Constante

Símbolo esquemático

La Figura 1.6*a* es el símbolo esquemático de una fuente de corriente ideal, una fuente cuya resistencia interna es infinita. Esta aproximación ideal no puede encontrarse en la naturaleza, aunque puede existir matemáticamente. Por tanto, podemos utilizar la fuente de corriente ideal para realizar análisis rápidos de circuitos y en la detección de averías.

La Figura 1.6*a* muestra una definición visual: es el símbolo de una fuente de corriente. Este símbolo indica que el dispositivo genera una corriente constante I_S. Resulta útil pensar en una fuente de corriente como si se tratara de una bomba que genera una cantidad fija de culombios por segundo. De aquí viene la expresión que seguramente habrá escuchado "la fuente de corriente bombea 5 mA a través de una resistencia de carga de 1 kΩ".

La Figura 1.6*b* muestra la segunda aproximación. La resistencia interna está en paralelo con la fuente de corriente ideal, no en serie como en el caso de una fuente ideal de tensión. Más adelante en el capítulo estudiaremos

el teorema de Norton y veremos por qué la resistencia interna debe colocarse en paralelo con la fuente de corriente. La Tabla 1.1 le ayudará a comprender la diferencia entre una fuente de tensión y una fuente de corriente.

Ejemplo 1.2

Una fuente de corriente de 2 mA tiene una resistencia interna de 10 MΩ. ¿Cuál es el rango de valores de la resistencia de carga para el que la fuente de corriente es constante?

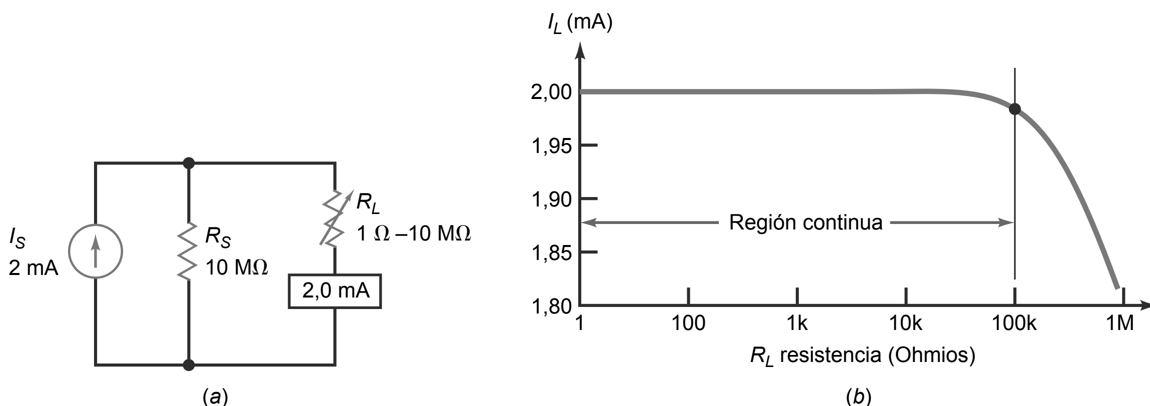
SOLUCIÓN Puesto que se trata de una fuente de corriente, la resistencia de carga tiene que ser pequeña comparada con la resistencia de fuente. Aplicando la regla 100:1, la resistencia máxima de carga es:

$$R_{L(\text{máx})} = 0{,}01(10\ \text{M}\Omega) = 100\ \text{k}\Omega$$

El rango donde la corriente por la carga es constante es una resistencia de carga cuyo valor varía entre 0 y 100 kΩ.

La Figura 1.7 resume la solución. En la Figura 1.7*a*, una fuente de corriente de 2 mA está en paralelo con 10 MΩ y una resistencia variable con el valor fijado en 1 Ω. El amperímetro mide una corriente por la carga de 2 mA. Cuando la resistencia de carga varía entre 1 Ω y 1 MΩ, como se muestra en la Figura 1.7 *b*, la fuente sigue siendo constante hasta llegar a los 100 kΩ. En este punto, la corriente por la carga disminuye aproximadamente un 1 por ciento respecto de su valor ideal. Dicho de otra manera, el 99 por ciento de la corriente de la fuente pasa a través de la resistencia de carga. El 1 por ciento restante pasa a través de la resistencia de fuente. A medida que la resistencia de carga continúa incrementándose, la corriente por la carga disminuye.

Figura 1.7 Solución.



PROBLEMA PRÁCTICO 1.2 En la Figura 1.7*a*, ¿cuál es la tensión en la carga cuando la resistencia de carga es igual a 10 kΩ?

Ejemplo 1.3

Cuando analicemos los circuitos con transistores, veremos los transistores como fuentes de corriente. En un circuito bien diseñado, el transistor se comporta como una fuente de corriente constante, por lo que se puede ignorar su resistencia interna, para luego calcular la tensión en la carga. Por ejemplo, si un transistor está bombeando 2 mA a través de una resistencia de carga de 10 kΩ, la tensión en la carga será de 20 V.

1.5 Teorema de Thevenin

De vez en cuando, alguien consigue dar un gran salto en el campo de la ingeniería que nos proporciona a todos un nuevo impulso. Un ingeniero francés, M. L. Thevenin, hizo posible uno de estos saltos cuánticos al deducir el teorema de circuitos que lleva su nombre: el teorema de Thevenin.

Definición de la tensión y la resistencia de Thevenin

Un **teorema** es una afirmación que puede demostrarse matemáticamente. Por esta razón, no es una definición ni una ley, por lo que lo clasificamos como una derivación. Recordemos las ideas sobre el teorema de Thevenin que se han adquirido en cursos anteriores. En la Figura 1.8*a*, la **tensión de Thevenin** V_{TH} se define como la tensión que aparece entre los terminales de carga cuando la resistencia de carga está en circuito abierto. Por esta razón, en ocasiones a la tensión de Thevenin se la denomina *tensión en circuito abierto*. Su definición sería entonces:

Tensión de Thevenin: $V_{TH} = V_{OC}$ (OC= *open circuit*, circuito abierto) **(1.5)**

La **resistencia de Thevenin** se define como la resistencia que mide un óhmetro en los terminales de la carga de la Figura 1.8*a* cuando todas las fuentes se anulan y la resistencia de carga está en circuito abierto. Su definición sería entonces:

Resistencia de Thevenin: $R_{TH} = R_{OC}$ **(1.6)**

Con estas dos definiciones, Thevenin fue capaz de deducir el famoso teorema que lleva su nombre.

Debemos hacer una puntualización para poder hallar la resistencia deThevenin. Anular una fuente puede tener diferentes significados según se trate de fuentes de tensión o de corriente. Cuando se anula una fuente de tensión, ésta se reemplaza por un cortocircuito, porque es la única forma de garantizar una tensión de cero cuando circula corriente a través de la fuente de tensión. Cuando se anula una fuente de corriente, se reemplaza por un circuito abierto, porque es la única manera de garantizar una corriente igual a cero cuando cae una tensión entre los terminales de la fuente de corriente. Resumiendo:

Para anular una fuente de tensión, se reemplaza por un cortocircuito.

Para anular una fuente de corriente, se reemplaza por un circuito abierto.

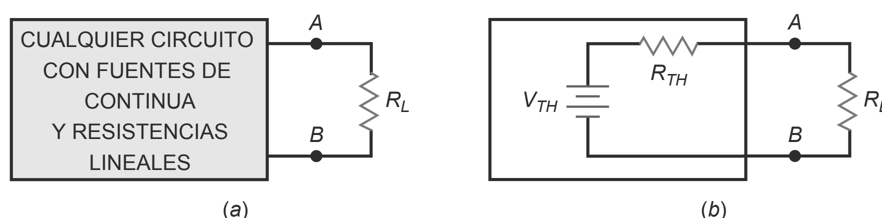
La derivación

¿Qué dice el teorema de Thevenin? Fíjese en la Figura 1.8*a*. La caja negra puede contener cualquier circuito formado por fuentes de continua y resistencias lineales. Una *resistencia lineal* no varía cuando aumenta la tensión. Thevenin consiguió demostrar que, independientemente de lo complejo que sea el circuito que haya en el interior de la caja negra de la Figura 1.8*a*, producirá exactamente la misma corriente en la carga que el circuito más simple mostrado en la Figura 1.8*b*. Como derivación obtenemos:

$$I_L = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + R_L} \qquad (1.7)$$

Profundicemos en esta idea. El teorema de Thevenin es una herramienta muy poderosa, por lo que los ingenieros y técnicos emplean este teorema constantemente. Posiblemente, los electrónicos no estarían donde están actualmente sin este teorema. No sólo simplifica los cálculos, sino que permite explicar el funcionamiento de circuitos que sería imposible explicar utilizando sólo las ecuaciones de Kirchhoff.

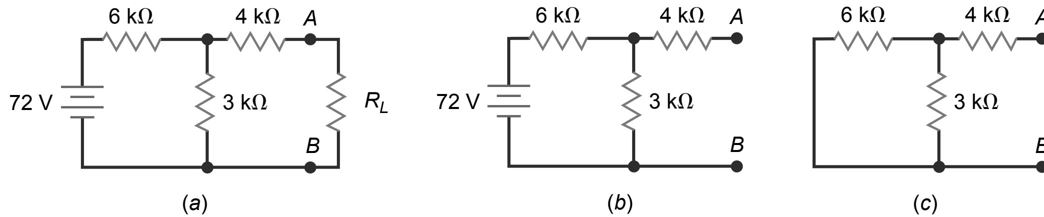
Figura 1.8 (*a*) Caja negra que contiene un circuito lineal. (*b*) Circuito de Thevenin.



Ejemplo 1.4

¿Cuáles son la tensión y la resistencia de Thevenin en el circuito de la Figura 1.9*a*?

Figura 1.9 (*a*) Circuito original. (*b*) Resistencia de carga en circuito abierto para obtener la tensión de Thevenin. (*c*) Poner a cero la fuente para obtener la resistencia de Thevenin.



SOLUCIÓN En primer lugar, calculamos la tensión de Thevenin. Para ello, hay que dejar en circuito abierto la resistencia de carga. Abrir la resistencia de carga es equivalente a eliminarla del circuito, como se muestra en la Figura 1.9*b*. Puesto que circulan 8 mA a través de la resistencia de 6 kΩ en serie con la de 3 kΩ, caerán 24 V en la resistencia de 3 kΩ. Puesto que no circula corriente por la resistencia de 4 k Ω, los 24 V aparecerán entre los terminales *AB*. Por tanto:

$$V_{TH} = 24 \text{ V}$$

Obtengamos ahora la resistencia de Thevenin. Anular una fuente continua es equivalente a reemplazarla por un cortocircuito, como se muestra en la Figura 1.9*c*. ¿Cuál será la lectura que dará un óhmetro colocado en los terminales *AB*?

Será 6 kΩ. ¿Por qué? Porque mirando hacia atrás desde los terminales *AB* estando la batería cortocircuitada, el óhmetro ve 4 kΩ en serie con una conexión en paralelo de las resistencias de 3 kΩ y 6 kΩ. Luego, podemos escribir:

$$R_{TH} = 4 \text{ k}\Omega + \frac{3\text{k}\Omega \times 6\Omega}{3\text{k}\Omega + 6\text{k}\Omega} = 6 \text{ k}\Omega$$

El producto de 3 kΩ y 6 kΩ dividido entre la suma de las mismas resistencias da como resultado 2 kΩ, resultado al que se suma 4 kΩ, obteniendo finalmente 6 kΩ.

De nuevo, necesitamos escribir una nueva definición. Las conexiones en paralelo en electrónica son tan frecuentes que la mayoría de la gente utiliza una notación simplificada para ellas. A partir de ahora emplearemos la siguiente notación:

$$\| = \text{en paralelo con}$$

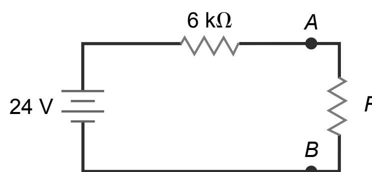
Siempre que vea dos barras verticales en una ecuación, recuerde que significa *en paralelo con*. En la industria, la ecuación anterior para la resistencia de Thevenin se escribe del siguiente modo:

$$R_{TH} = 4 \text{ k}\Omega + (3 \text{ k}\Omega \,\|\, 6 \text{ k}\Omega) = 6 \text{ k}\Omega$$

La mayoría de los ingenieros y técnicos saben que las barras verticales indican una conexión en paralelo. Por tanto, de forma automática calculan el cociente entre el producto y la suma, como se ve en la expresión anterior, para calcular la resistencia equivalente de 3 kΩ en paralelo con 6 kΩ.

La Figura 1.10 muestra el circuito de Thevenin con una resistencia de carga. Compare este sencillo circuito con el circuito original de la Figura 1.9*a*. ¿Ve cómo facilita el cálculo de la corriente por la carga para diferentes resistencias de carga? Si no lo ve, el siguiente ejemplo le ayudará a entenderlo.

Figura 1.10 Circuito de Thevenin para el circuito de la Figura 1.9*a*.



PROBLEMA PRÁCTICO 1.4 Utilizando el teorema de Thevenin, calcular la corriente por la carga en el circuito de la Figura 1.9*a* para los siguientes valores de R_L: 2 kΩ, 6 kΩ y 18 kΩ?

Si desea apreciar realmente la potencia del teorema de Thevenin, intente calcular las corrientes anteriores utilizando el circuito original de la Figura 1.9*a* y cualquier otro método.

Ejemplo 1.5

Una *placa grapinada* es normalmente un circuito construido con conexiones sin soldadura en la que se da poca importancia a la ubicación final de los componentes, y cuya finalidad es probar la viabilidad de un diseño. Supongamos que tenemos el circuito de la Figura 1.11*a* montado en una placa de este tipo en un banco de laboratorio. ¿Cómo mediría la tensión y la resistencia de Thevenin?

SOLUCIÓN Como se muestra en la Figura 1.11*b*, comenzamos reemplazando la resistencia de carga por un multímetro. Después de configurar el multímetro para obtener una lectura en voltios, éste proporciona una lectura de 9 V. Ésta es la tensión de Thevenin. A continuación, sustituimos la fuente de continua por un cortocircuito (Figura 1.11*c*). Configuramos el multímetro para medir ohmios y obtenemos una lectura de 1,5 k Ω. Ésta es la resistencia de Thevenin.

¿Existe alguna fuente de error en el método de medida anterior? Sí, cuando se mide la tensión, hay que vigilar el valor de la impedancia de entrada del multímetro. Dado que esta impedancia de entrada se encuentra entre los terminales de medida, circula una pequeña corriente a su través. Por ejemplo, si utilizamos un multímetro de bobina móvil, la sensibilidad típica es de 20 kΩ por voltio. En el rango de 10 V, el voltímetro presenta una resistencia de entrada de 200 kΩ, que cargará al circuito ligeramente y hará que la tensión en la carga disminuya de 9 a 8,93 V.

Como regla general, la impedancia de entrada del voltímetro debe ser al menos 100 veces más grande que la resistencia de Thevenin, para que el error de carga sea menor del 1 por ciento. *Para evitar el error de carga, utilice una entrada FET (Field-Effect Transistor, transistor de efecto de campo) o un multímetro digital (DMM, Digital Multimeter) en lugar de un multímetro de bobina móvil.* La impedancia de entrada de estos instrumentos es al menos 10 MΩ, lo que normalmente elimina el error de carga.

Figura 1.11 (*a*) Circuito en un banco de laboratorio. (*b*) Medida de la tensión de Thevenin. (*c*) Medida de la resistencia de Thevenin.

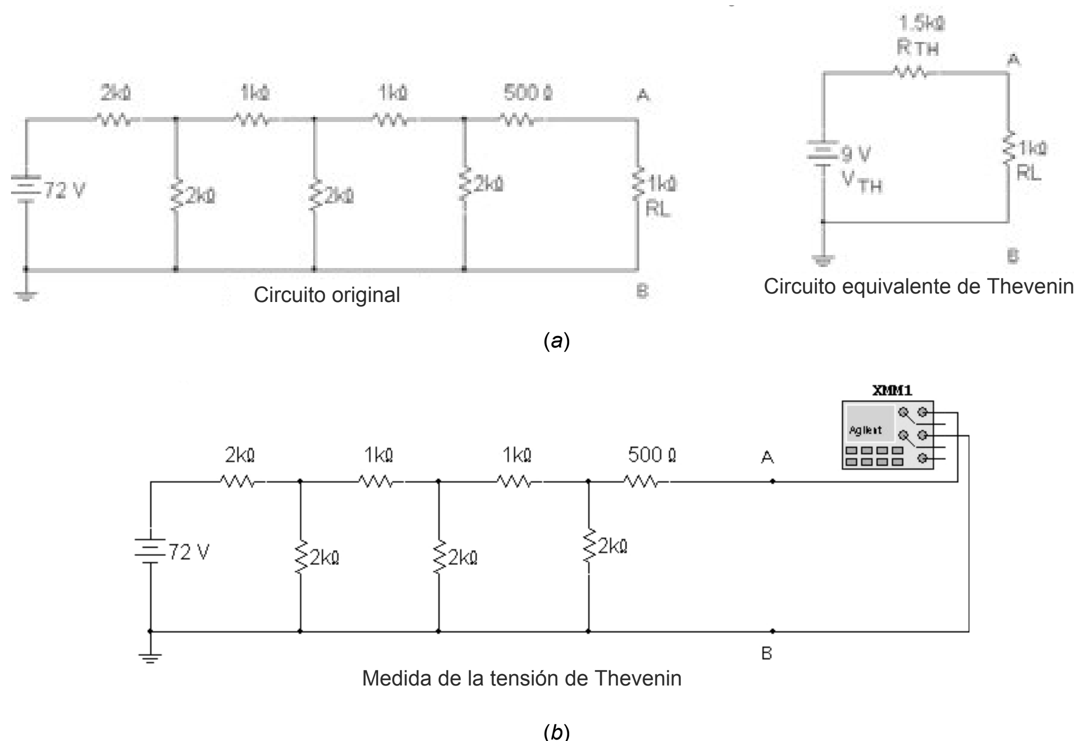
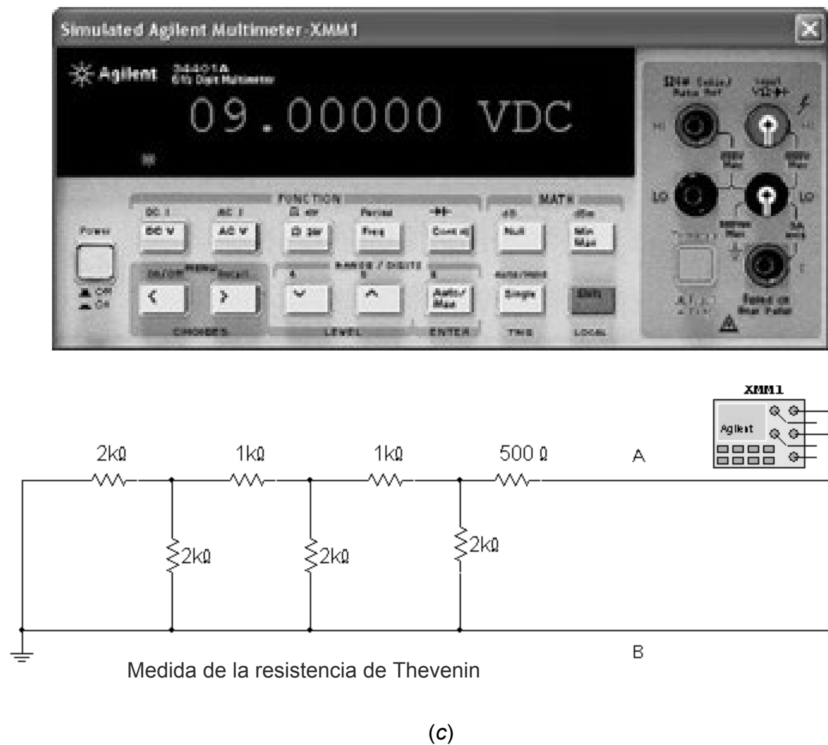


Figura 1.11 (continuación)



(*c*)



1.6 Teorema de Norton

Recordemos algunas de las ideas sobre el teorema de Norton adquiridas en cursos anteriores. En la Figura 1.12 *a*, la corriente de Norton I_N se define como la corriente por la carga cuando la resistencia de carga está cortocircuitada. Por esta razón, en ocasiones, la corriente de Norton se denomina *corriente de cortocircuito*. Luego esta definición se expresa como,

Corriente de Norton: $I_N = I_{SC}$ (SC = *short-circuit*, cortocircuito **(1.8)**

La **resistencia de Norton** es la resistencia que mide un óhmetro en los terminales de carga cuando se anulan todas las fuentes y la resistencia de carga está en circuito abierto. Esta definición se expresa como sigue:

Resistencia de Norton: $R_N = R_{OC}$ **(1.9)**

Dado que la resistencia de Thevenin es igual a R_{OC}, podemos escribir:

$$R_N = R_{TH} \tag{1.10}$$

Esta derivación dice que la resistencia de Norton es igual a la resistencia de Thevenin. Si se obtiene una resistencia de Thevenin de 10 kΩ, sabemos de forma inmediata que la resistencia de Norton también es igual a 10 kΩ.

Idea básica

¿Qué dice el teorema de Norton? Fíjese en la Figura 1.12*a*. La caja negra puede contener cualquier circuito formado por fuentes de continua y resistencias lineales. Norton demostró que el circuito contenido en la caja negra de la Figura 1.12*a* producirá exactamente la misma tensión en la carga que el sencillo circuito de la Figura 1.12 *b*. Como derivación, el teorema de Norton se expresa del siguiente modo:

$$V_L = I_N(R_N \| R_L) \quad (1.11)$$

Dicho con palabras: la tensión en la carga es igual a la corriente de Norton multiplicada por la resistencia de Norton en paralelo con la resistencia de carga.

Anteriormente hemos visto que la resistencia de Norton es igual a la resistencia de Thevenin. Sin embargo, es importante destacar la diferencia en la localización de ambas resistencias: la resistencia de Thevenin siempre está en serie con una fuente de tensión y la resistencia de Norton siempre está en paralelo con una fuente de corriente.

Nota: si está usando un flujo de electrones, debe tener en cuenta lo siguiente: en la industria, la flecha que se dibuja dentro de la fuente de corriente casi siempre se corresponde con la dirección de la corriente convencional. La excepción es una fuente de corriente dibujada con una flecha en trazo discontinuo en lugar de con trazo sólido. En este caso, la fuente bombea electrones en la dirección señalada por la flecha de trazo discontinuo.

INFORMACIÓN ÚTIL

Al igual que el teorema de Thevenin, el teorema de Norton se puede aplicar a circuitos de alterna que contengan bobinas, condensadores y resistencias. En circuitos de alterna, la corriente de Norton I_N se establece normalmente como un número complejo en forma polar, mientras que la impedancia de Norton Z_N se expresa como un número complejo en coordenadas rectangulares.

La derivación

El teorema de Norton se puede deducir a partir del **principio de dualidad**, que establece que para cualquier teorema de circuitos eléctricos existe un teorema dual (opuesto) en el que se reemplazan las magnitudes originales por las magnitudes duales. A continuación proporcionamos una breve lista de las magnitudes duales:

Tensión ⟷ Corriente
Fuente de tensión ⟷ Fuente de corriente
Serie ⟷ Paralelo
Resistencia serie ⟷ Resistencia paralelo

La Figura 1.13 resume el principio de dualidad tal y como se aplica a los circuitos de Thevenin y de Norton. Esto quiere decir que podemos emplear cualquiera de estos circuitos en nuestros cálculos. Como veremos más adelante, ambos circuitos equivalentes son útiles. En ocasiones, es más sencillo utilizar Thevenin y, en otros casos, lo es emplear Norton. Depende del problema concreto. La Tabla-resumen 1.1 muestra los pasos para obtener las magnitudes de Thevenin y de Norton.

Relaciones entre los circuitos de Thevenin y de Norton

Ya sabemos que el valor de las resistencias de Thevenin y de Norton es el mismo, pero su localización es diferente: la resistencia de Thevenin se coloca en serie con las fuentes de tensión y la resistencia de Norton se coloca en paralelo con las fuentes de corriente.

Figura 1.12 (*a*) La caja negra contiene un circuito lineal. (*b*) Circuito de Norton.

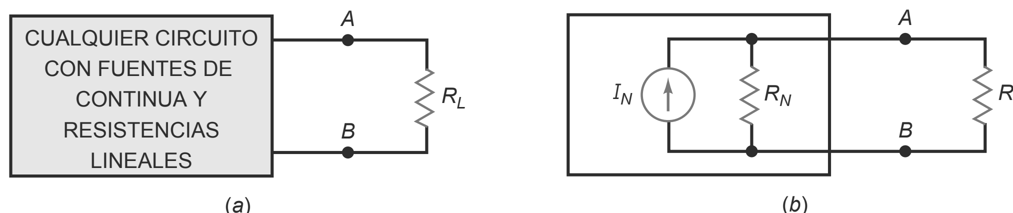


Figura 1.13 Principio de dualidad: el teorema de Thevenin implica el teorema de Norton, y viceversa. (*a*) Conversión Thevenin-Norton. (*b*) Conversión Norton-Thevenin.

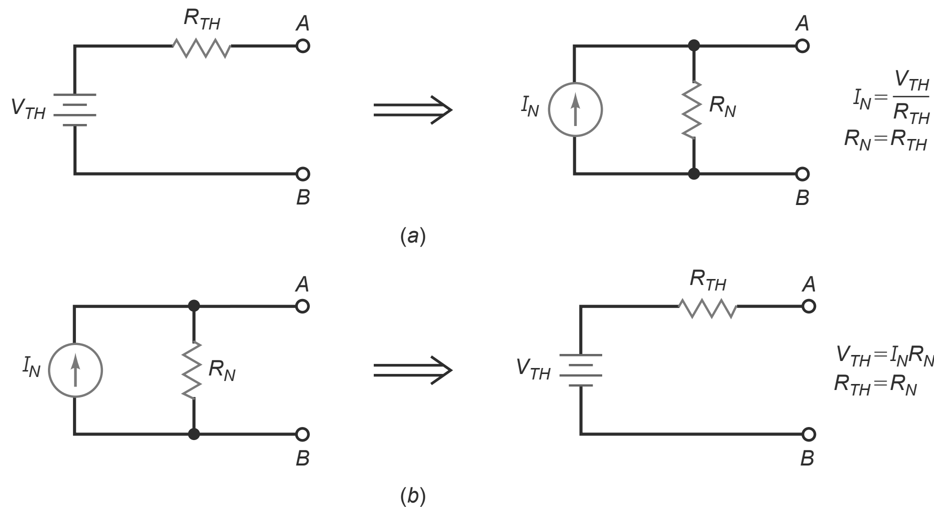


Tabla-Resumen 1.1	Valores de Thevenin y Norton	
Proceso	**Thevenin**	**Norton**
Paso 1	Abrir la resistencia de carga	Cortocircuitar la resistencia de carga.
Paso 2	Calcular o medir la tensión en circuito abierto. Ésta es la tensión de Thevenin.	Calcular o medir la corriente de cortocircuito. Ésta es la corriente de Norton.
Paso 3	Cortocircuitar las fuentes de tensión y abrir las fuentes de corriente.	Cortocircuitar las fuentes de tensión, abrir las fuentes de corriente y abrir la resistencia de carga.
Paso 4	Calcular o medir la resistencia en circuito abierto. Ésta es la resistencia de Thevenin.	Calcular o medir la resistencia en circuito abierto. Ésta es la resistencia de Norton.

Podemos deducir dos relaciones más del siguiente modo: podemos convertir cualquier circuito de Thevenin en un circuito de Norton, como se muestra en la Figura 1.13*a*. La demostración es directa: se cortocircuitan los terminales *AB* del circuito de Thevenin y se obtiene la corriente de Norton:

$$I_N = \frac{V_{TH}}{R_{TH}} \tag{1.12}$$

Esta fórmula dice que la corriente de Norton es igual a la tensión de Thevenin dividida entre la resistencia de Thevenin.

De forma similar, podemos convertir cualquier circuito de Norton en un circuito de Thevenin, como se muestra en la Figura 1.13*b*. La tensión en circuito abierto es:

$$V_{TH} = I_N R_N \tag{1.13}$$

Esta expresión nos dice que la tensión de Thevenin es igual a la corriente de Norton por la resistencia de Norton.

La Figura 1.13 resume las ecuaciones que permiten convertir un tipo de circuito en el otro.

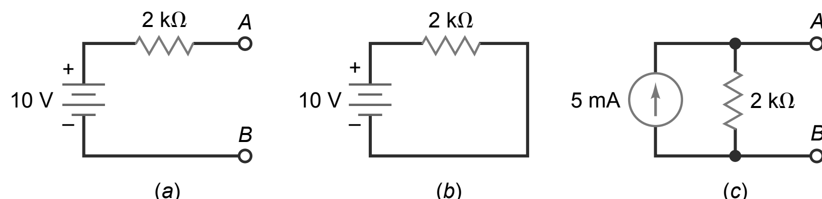
1.7 Detección de averías

Detectar averías quiere decir averiguar por qué un circuito no hace lo que se supone que tiene que hacer. Las averías más comunes son los circuitos abiertos y los cortocircuitos. Los dispositivos como los transistores pueden quedar en cortocircuito o en circuito abierto de muchas maneras. Una forma de destruir cualquier transistor es excediendo su valor límite de la potencia máxima.

Ejemplo 1.6

Supongamos que hemos reducido un circuito complejo al circuito de Thevenin mostrado en la Figura 1.14*a*. ¿Podemos convertir este último en un circuito de Norton?

Figura 1.14 Cálculo de la corriente de Norton.



SOLUCIÓN Utilizamos la Ecuación (1.12) para obtener

$$I_N = \frac{10\text{V}}{2\text{k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

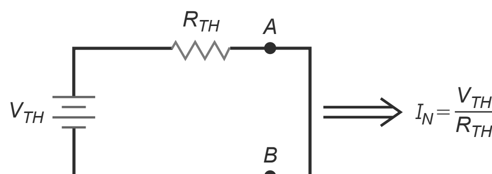
La Figura 1.14*c* muestra el circuito de Norton.

La mayor parte de los ingenieros y técnicos olvidan pronto la Ecuación (1.12) al terminar sus estudios, aunque siempre recuerdan cómo resolver este mismo problema utilizando la ley de Ohm.Veamos qué es lo que hay que hacer. Fíjese en la Figura 1.14*a*. Supongamos que cortocircuitamos los terminales *AB*, como se muestra en la Figura 1.14*b*. La corriente de cortocircuito es igual a la corriente de Norton:

$$I_N = \frac{10\text{V}}{2\text{k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

Se obtiene el mismo resultado, pero ahora calculado con la ley de Ohm aplicada al circuito de Thevenin. La Figura 1.15 resume esta idea. Esto le ayudará a calcular la corriente de Norton dado el circuito deThevenin.

Figura 1.15 Una ayuda para calcular la corriente de Norton.



PROBLEMA PRÁCTICO 1.6 Si la resistencia de Thevenin de la Figura 1.14*a* es de 5 kΩ, determinar el valor de la corriente de Norton.

Las resistencias se convierten en circuitos abiertos cuando su disipación de potencia es excesiva. Por otro lado, es posible cortocircuitar una resistencia involuntariamente de la siguiente manera: durante el horneado y soldadura de tarjetas de circuito impreso, una gota de soldadura indeseada puede conectar dos pistas próximas. Esto es lo que se conoce como **puente de soldadura** y cortocircuita de forma efectiva cualquier dispositivo que se encuentre entre las dos pistas. Por otro lado, una mala soldadura significa la no conexión en la mayoría de los casos. Esto se conoce como **unión de soldadura fría** y hace que el dispositivo se comporte como un circuito abierto.

Además de los circuitos abiertos y cortocircuitos, existen otras muchas posibilidades de averías. Por ejemplo, aplicar temporalmente demasiado calor a una resistencia puede cambiar de forma permanente el valor de la misma en distintos porcentajes. Si el valor de la resistencia es crítico, el circuito puede no funcionar apropiadamente después del daño producido por el calor.

Y por último nos encontramos con la pesadilla de la persona que busca las averías: los problemas intermitentes. Este tipo de problema es difícil de aislar porque aparece y desaparece. Puede tratarse de una unión de solda-

dura fría que alternativamente hace o no contacto, o un cable de conexión flojo, o cualquier problema similar que cause un funcionamiento discontinuo.

Un dispositivo en circuito abierto

Tenga siempre presente estas dos características de un **dispositivo en circuito abierto**:

La corriente que circula a través de un dispositivo en circuito abierto es cero.
La tensión que cae en el dispositivo es desconocida.

La primera de estas afirmaciones es cierta porque un dispositivo en circuito abierto presenta una resistencia infinita, y por una resistencia infinita no puede circular corriente. La segunda afirmación es cierta porque según la ley de Ohm:

$$V = IR = (0)(\infty)$$

En esta ecuación, el producto de cero por infinito matemáticamente es una indeterminación. Por tanto, debe averiguarse cuál es la tensión examinando el resto del circuito.

Un dispositivo en cortocircuito

Un dispositivo en cortocircuito es exactamente el concepto opuesto a un dispositivo en circuito abierto.Tenga presente estas dos características de un **dispositivo en cortocircuito**:

La tensión que cae en un dispositivo en cortocircuito es cero
La corriente a través del dispositivo es desconocida.

La primera afirmación es cierta porque un dispositivo en cortocircuito presenta una resistencia cero y no puede caer tensión en una resistencia cero. La segunda afirmación es cierta porque según la ley de Ohm:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{0}{0}$$

Matemáticamente, cero dividido entre cero está indeterminado, por lo que la corriente debe averiguarse examinando el resto del circuito.

Procedimiento

Normalmente, las tensiones se miden con respecto a masa. A partir de estas mediciones y usando conocimientos de electricidad básica, generalmente es posible deducir la mayoría de las averías más comunes. Después de haber aislado el componente más sospechoso, se puede desoldar o desconectar dicho componente y utilizar un óhmetro u otro instrumento para confirmar que ése era realmente el componente que estaba fallando.

Valores correctos

En la Figura 1.16 se muestra un divisor de tensión constante constituido por las resistencias R_1 y R_2 a las que están conectadas R_3 y R_4 en serie. Antes de poder detectar las averías en este circuito, hay que conocer las tensiones correctas. Por tanto, lo primero que hay que hacer es calcular los valores V_A y V_B. El primero es la tensión entre A y masa. El segundo es la tensión entre B y masa. Puesto que R_1 y R_2 son mucho más pequeñas que R_3 y R_4 (10 Ω frente a 100 kΩ), la tensión constante en A es aproximadamente de $+6$ V. Además, dado que R_3 y R_4 son iguales, la tensión en B es aproximadamente $+3$ V. Cuando este circuito funciona correctamente, se miden 6 V entre A y tierra y 3V entre B y tierra. Estas dos tensiones son el primer dato de la Tabla 1.2.

R1 en abierto

¿Qué ocurre con las tensiones cuando R_1 está en circuito abierto? Dado que no puede circular corriente a través de R_1, ya que está en abierto, no circulará corriente tampoco por R_2. La ley de Ohm nos dice que la tensión en R_2 es cero. Por tanto, $V_A = 0$ y $V_B = 0$, como se indica en la Tabla 1.2 para R_1 en abierto.

R2 en abierto

¿Qué ocurre con las tensiones cuando R_2 está en circuito abierto? Dado que no puede circular corriente a través de R_2, ya que está en abierto, la tensión en A es la tensión de alimentación. Puesto que R_1 es mucho menor que R_3 y

Figura 1.16 Divisor de tensión y carga utilizada en la explicación sobre detección de averías.

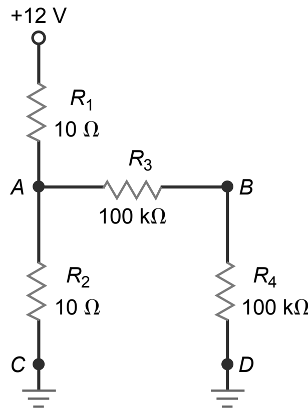


Tabla 1.2	Averías y pistas.				
Avería	V_A	V_B	**Avería**	V_A	V_B
Circuito correcto	6 V	3 V	*D* en abierto	6 V	6 V
R_1 en abierto	0	0	R_1 en cortocircuito	12 V	6 V
R_2 en abierto	12 V	6 V	R_2 en cortocircuito	0	0
R_3 en abierto	6 V	0	R_3 en cortocircuito	6 V	6 V
R_4 en abierto	6 V	6 V	R_4 en cortocircuito	6 V	0
C en abierto	12 V	6 V			

R_4, la tensión en A es aproximadamente 12 V. Dado que R_3 y R_4 son iguales, la tensión en B será de 6 V. Como se indica en la Tabla 1.2 para R_2 en abierto $V_A = 12$ V y $V_B = 6$ V.

Otros problemas

Si la masa C está en circuito abierto, no puede pasar corriente a través de R_2. Este caso es equivalente al caso en que R_2 está en circuito abierto. Por tanto, las tensiones son $V_A = 12$ V y $V_B = 6$ V , como se indica en la Tabla 1.2.

Es aconsejable que determine el resto de los datos que se proporcionan en la Tabla 1.2, asegurándose de comprender por qué aparece cada una de las tensiones para la avería indicada.

Ejemplo 1.7

En el circuito de la Figura 1.6, se mide $V_A = 0$ y $V_B = 0$. ¿Cuál es la avería?

SOLUCIÓN Consulte la Tabla 1.2. Como se puede ver, hay dos posibles problemas: R_1 en circuito abierto o R_2 en cortocircuito. En ambos casos, en los puntos A y B aparece una tensión de cero. Para aislar la avería, podemos desconectar R_1 y medir. Si medimos el circuito abierto, ya hemos encontrado el problema. Por el contrario, si la medida es correcta, quiere decir que el problema es R_2.

PROBLEMA PRÁCTICO1.7 ¿Cuáles son los posibles problemas si en el circuito de la Figura 1.16 se mide $V_A = 12$ V y $V_B = 6$ V?

Resumen

SEC. 1.1 LAS TRES CLASES DE FÓRMULAS

Una *definición* es una fórmula inventada para un concepto nuevo. Una *ley* es una fórmula para una relación de la naturaleza. Una *derivación* es una fórmula obtenida por métodos matemáticos.

SEC. 1.2 APROXIMACIONES

El uso de aproximaciones está ampliamente extendido en la industria. La aproximación ideal se emplea en la detección de averías. La segunda aproximación es útil para realizar cálculos preliminares en los circuitos. Las aproximaciones de orden superior se usan con las computadoras.

SEC. 1.3 FUENTES DE TENSIÓN

Una fuente ideal de tensión no tiene resistencia interna. La segunda aproximación de una fuente de tensión tiene una resistencia interna en serie con la fuente. Una fuente de tensión constante se define como aquella cuya resistencia interna es menor que 1/100 de la resistencia de carga.

SEC. 1.4 FUENTES DE CORRIENTE

Una fuente ideal de corriente tiene una resistencia interna infinita. La segunda aproximación de una fuente de corriente tiene una resistencia interna en paralelo con la fuente. Una *fuente de corriente continua* se define como aquella cuya resistencia interna es 100 veces más grande que la resistencia de carga.

SEC. 1.5 TEOREMA DE THEVENIN

La *tensión de Thevenin* se define como la tensión en la carga cuando ésta está en circuito abierto. La *resistencia de Thevenin* se define como la resistencia que mediría un óhmetro con una carga en abierto y todas las fuentes anuladas. Thevenin demostró que un circuito equivalente de Thevenin generará la misma corriente por la carga que cualquier otro circuito con fuentes y resistencias lineales.

SEC. 1.6 TEOREMA DE NORTON

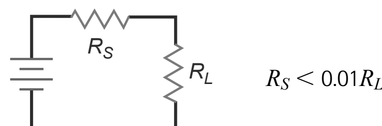
La resistencia de Norton es igual a la resistencia de Thevenin. La corriente de Norton es igual a la corriente por la carga cuándo está está cortocircuitada. Norton demostró que un circuito equivalente de Norton genera la misma tensión en la carga que cualquier otro circuito con fuentes y resistencias lineales. La corriente de Norton es igual a la tensión de Thevenin dividida entre la resistencia de Thevenin.

SEC. 1.7 DETECCIÓN DE AVERÍAS

La mayor parte de las averías comunes son los circuitos en abierto y los cortocircuitos, y las averías intermitentes. Un cortocircuito siempre presenta una tensión igual a cero; la corriente a través de un cortocircuito siempre debe calcularse examinando el resto del circuito. Un circuito abierto siempre presenta una corriente de cero a su través; la tensión en un circuito abierto debe calcularse examinando el resto del circuito. Una avería intermitente es aquella que va y viene, y que requiere mucha paciencia y lógica para poder localizarla y aislarla.

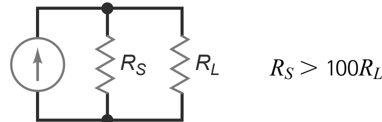
Definiciones

(1.1) Fuente de tensión constante:



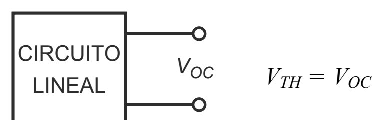
$R_S < 0.01R_L$

(1.3) Fuente de corriente constante:



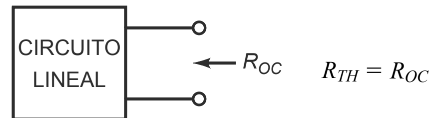
$R_S > 100R_L$

(1.5) Tensión de Thevenin:



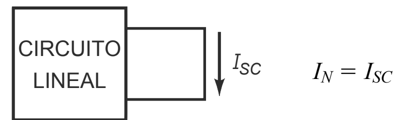
$V_{TH} = V_{OC}$

(1.6) Resistencia de Thevenin:



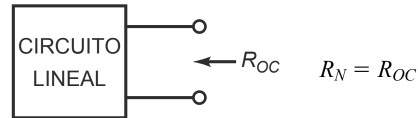
$R_{TH} = R_{OC}$

(1.8) Corriente de Norton:



$I_N = I_{SC}$

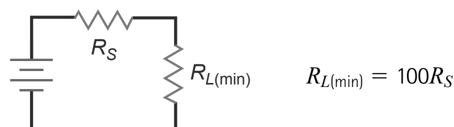
(1.9) Resistencia de Norton:



$R_N = R_{OC}$

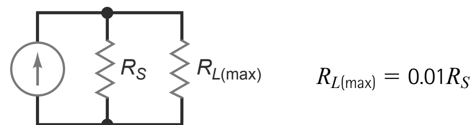
Derivaciones

(1.2) Fuente de tensión constante:



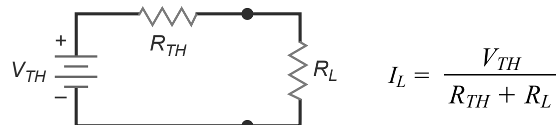
$R_{L(\text{min})} = 100R_S$

(1.4) Fuente de corriente constante:



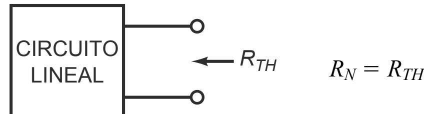
$R_{L(\text{max})} = 0.01R_S$

(1.7) Teorema de Thevenin:



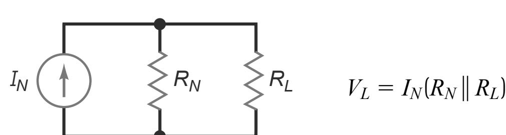
$$I_L = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + R_L}$$

(1.10) Resistencia de Norton:



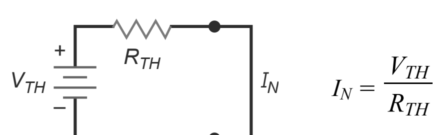
$R_N = R_{TH}$

(1.11) Teorema de Norton:



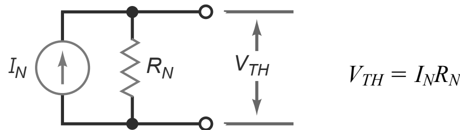
$V_L = I_N(R_N \| R_L)$

(1.12) Corriente de Norton:



$$I_N = \frac{V_{TH}}{R_{TH}}$$

(1.13) Tensión de Thevenin:



$$V_{TH} = I_N R_N$$

Cuestiones

1. Una fuente ideal de tensión tiene
a. resistencia interna nula
b. resistencia interna infinita
c. una tensión dependiente de la carga
d. una corriente dependiente de la carga

2. Una fuente real de tensión tiene
a. resistencia interna nula
b. resistencia interna infinita
c. una resistencia interna pequeña
d. una resistencia interna grande

3. Si el valor de una resistencia de carga es 100 Ω, una fuente de tensión continua tiene que tener una resistencia
a. menor que 1 Ω
b. de al menos 10 Ω
c. mayor que 10 kΩ
d. menor que 10 kΩ

4. Una fuente ideal de corriente tiene
a. resistencia interna nula
b. resistencia interna infinita
c. una tensión dependiente de la carga
d. una corriente dependiente de la carga

5. Una fuente real de corriente tiene
a. resistencia interna nula
b. resistencia interna infinita
c. una resistencia interna pequeña
d. una resistencia interna grande

6. Si el valor de una resistencia de carga es 100 Ω, una fuente de corriente continua tiene una resistencia
a. menor que 1 Ω
b. de al menos 1 Ω
c. menor que 10 kΩ
d. mayor que 10 kΩ

7. La tensión de Thevenin es igual que la
a. tensión en la carga cortocircuitada
b. tensión en la carga en circuito abierto
c. tensión de la fuente ideal
d. tensión de Norton

8. La resistencia de Thevenin es igual en valor a
a. la resistencia de carga
b. la mitad de la resistencia de carga
c. la resistencia interna de un circuito de Norton
d. la resistencia de carga en circuito abierto

9. Para obtener la tensión de Thevenin, hay que
a. Cortocircuitar la resistencia de carga
b. Abrir la resistencia de carga
c. Cortocircuitar la fuente de tensión
d. Abrir la fuente de tensión

10. Para obtener la corriente de Norton, hay que
a. Cortocircuitar la resistencia de carga
b. Abrir la resistencia de carga
c. Cortocircuitar la fuente de tensión
d. Abrir la fuente de tensión

11. La corriente de Norton se denomina en ocasiones
a. Corriente por la carga en cortocircuito
b. Corriente por la carga en circuito abierto
c. Corriente de Thevenin
d. Tensión de Thevenin

12. Un puente de soldadura
a. puede producir un cortocircuito
b. puede producir un circuito abierto
c. es útil en algunos circuitos
d. siempre presenta una resistencia alta

13. Una unión de soldadura fría
a. siempre presenta una resistencia baja
b. indica una buena técnica de soldado
c. normalmente produce un circuito abierto
d. dará lugar a un cortocircuito

14. Una resistencia en circuito abierto provoca
a. una corriente infinita a su través
b. una tensión nula entre sus bornas
c. una tensión infinita entre sus bornas
d. una corriente nula a su través

15. Una resistencia cortocircuitada provoca
a. una corriente infinita a su través
b. una tensión nula entre sus bornas
c. una tensión infinita entre sus bornas
d. una corriente nula a su través

16. Una fuente ideal de tensión y una resistencia interna son ejemplos de
a. la aproximación ideal
b. segunda aproximación
c. una aproximación de orden superior
d. un modelo exacto

17. Considerar un cable de conexión como un conductor con resistencia cero es un ejemplo de
a. aproximación ideal
b. segunda aproximación
c. una aproximación superior
d. un modelo exacto

18. La tensión de salida de una fuente ideal tensión
a. es cero
b. es constante
c. depende del valor de la resistencia de carga
d. depende de la resistencia interna

19. La corriente de salida de una fuente ideal de corriente
a. es cero
b. es constante
c. depende del valor de la resistencia de carga
d. depende de la resistencia interna

20. El teorema de Thevenin reemplaza un circuito complejo conectado a una carga por
a. una fuente ideal de tensión y una resistencia paralelo

b. una fuente ideal de corriente y una resistencia paralelo
c. una fuente ideal de tensión y una resistencia serie
d. una fuente ideal de corriente y una resistencia serie

21. El teorema de Norton reemplaza un circuito complejo conectado a una carga por
a. una fuente ideal de tensión y una resistencia paralelo
b. una fuente ideal de corriente y una resistencia paralelo
c. una fuente ideal de tensión y una resistencia serie
d. una fuente ideal de corriente y una resistencia serie

22. Una forma de cortocicuitar un circuito es
a. mediante una soldadura fría
b. mediante un puente de soldadura
c. desconectándolo
d. abriéndolo

23. Las derivaciones
a. son descubrimientos
b. son inventos
c. se obtienen matemáticamente
d. siempre se denominan teoremas

Problemas

SEC. 1.3 FUENTES DE TENSIÓN

1.1 Una determinada fuente de tensión tiene una tensión ideal de 12 V y una resistencia interna de 0,1 Ω. ¿Para qué valores de la resistencia de carga la fuente de tensión será constante?

1.2 Una resistencia de carga puede variar entre 270 Ω y 100 kΩ. Para una fuente de tensión constante, ¿cuál es la resistencia interna más grande que puede presentar la fuente?

1.3 La resistencia interna de salida de un generador de funciones es de 50 Ω. ¿Para qué valores de la resistencia de carga el generador será constante?

1.4 Una batería de coche tiene una resistencia interna de 0,04 Ω. ¿Para qué valores de la resistencia de carga la batería será constante?

1.5 La resistencia interna de una fuente de tensión es igual a 0,05 Ω. ¿Qué tensión caerá en esta resistencia interna cuando la corriente a su través sea igual a 2 A?

1.6 En la Figura 1.17, la tensión ideal es de 9 V y la resistencia interna es de 0,4 Ω. Si la resistencia de carga es cero, ¿cuál es la corriente por la carga?

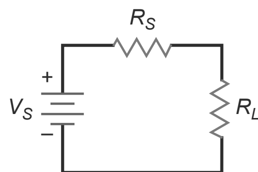
SEC. 1.4 FUENTES DE CORRIENTE

1.7 Suponga una fuente de corriente que tiene una corriente ideal de 10 mA y una resistencia interna de 10 MΩ. ¿Para qué valores de la resistencia de carga la fuente de corriente será constante?

1.8 Una resistencia de carga puede variar entre 270 Ω y 100 kΩ. Si una fuente de corriente excita a esta resistencia de carga, ¿cuál será la resistencia interna de la fuente?

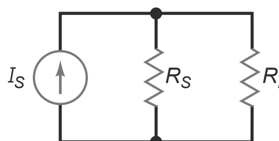
1.9 Una fuente de corriente tiene una resistencia interna de 100 kΩ. ¿Cuál es la mayor resistencia de carga posible si la fuente de corriente tiene que ser constante?

Figura 1.17



1.10 En la Figura 1.18, la corriente ideal es de 20 mA y la resistencia interna es de 200 kΩ. Si la resistencia de carga es igual a cero, ¿cuál es la corriente por la carga?

Figura 1.18



1.11 En la Figura 1.18, la corriente ideal es de 5 mA y la resistencia interna es de 250 kΩ. Si la resistencia de carga es igual a 10 kΩ, ¿cuál es la corriente por la carga? ¿se trata de una fuente de corriente constante?

SEC. 1.5 TEOREMA DE THEVENIN

1.12 En el circuito de la Figura 1.19, ¿cuál es la tensión de Thevenin? ¿Y la resistencia de Thevenin?

1.13 Utilizar el teorema de Thevenin para calcular la corriente por la carga en el circuito de la Figura 1.19 para cada una de las siguientes resistencias de carga: 0, 1 kΩ, 2 kΩ, 3 kΩ, 4 kΩ, 5 kΩ y 6 kΩ.

1.14 El valor de la fuente de tensión de la Figura 1.19 disminuye a 18V. ¿Cuál es ahora la tensión de Thevenin? ¿Y la resistencia de Thevenin?

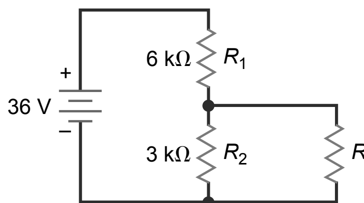
1.15 En el circuito de la Figura 1.19 se duplica el valor de todas las resistencias. ¿Qué ocurre con la tensión de Thevenin? ¿Y con la resistencia de Thevenin?

SEC. 1.6 TEOREMA DE NORTON

1.16 Un circuito tiene una tensión de Thevenin de 12 V y una resistencia de Thevenin de 3 kΩ. ¿Cuál es el circuito de Norton correspondiente?

1.17 Un circuito tiene una corriente de Norton de 10 mA y una resistencia de Norton de 10 kΩ. ¿Cuál es el correspondiente circuito de Thevenin?

Figure 1.19



1.18 ¿Cuál es el circuito de Norton correspondiente al circuito de la Figura 1.19?

SEC. 1.7 DETECCIÓN DE AVERÍAS

1.19 Suponga que la tensión de carga en el circuito de la Figura 1.19 es de 36 V. ¿Qué error hay en R_1?

1.20 La tensión de carga en el circuito de la Figura 1.19 es igual a cero. La batería y la resistencia de carga funcionan correctamente. Sugiera dos posibles problemas.

1.21 Si en el circuito de la Figura 1.19 la tensión de carga es cero y todas las resistencias son normales, ¿dónde se encuentra la avería?

1.22 En el circuito de la Figura 1.19, R_L se reemplaza por un voltímetro para medir la tensión en R_2. ¿Qué resistencia de entrada debe presentar el voltímetro para no cargar al medidor?

Pensamiento crítico

1.23 Suponga que cortocircuitamos temporalmente los terminales de la carga de una fuente de tensión. Si la tensión ideal es de 12 V y la corriente por la carga cortocircuitada es de 150 A, ¿cuál es la resistencia interna de la fuente?

1.24 En el circuito de la Figura 1.17, la tensión ideal es de 10 V y la resistencia de carga es de 75 Ω. Si la tensión en la carga es igual a 9 V, ¿cuál es el valor de la resistencia interna? ¿es una fuente de tensión constante?

1.25 En una caja negra con una resistencia de 2 kΩ conectada entre los terminales de carga, ¿cómo se puede medir la tensión de Thevenin?

1.26 La caja negra del Problema 1.25 dispone de un mando que permite anular las fuentes de corriente y de tensión internas. ¿Cómo puede medirse la resistencia de Thevenin?

1.27 Resuelva el Problema 1.13 y a continuación resuelva el mismo problema sin utilizar el teorema de Thevenin. Cuando haya terminado, comente que ha aprendido sobre el teorema de Thevenin.

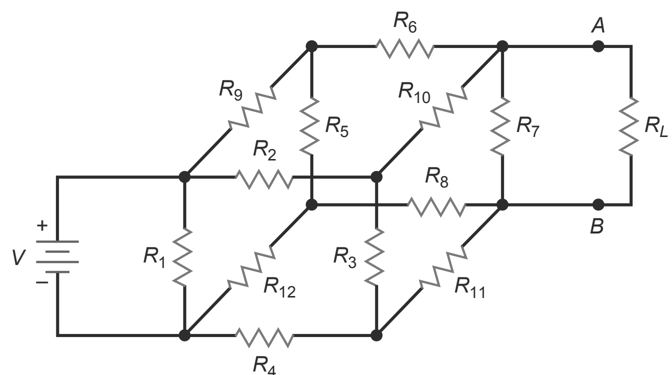
1.28 Suponga que se encuentra en el laboratorio estudiando un circuito como el mostrado en la Figura 1.20 y alguien le reta a hallar el circuito de Thevenin que excita a la resistencia de carga. Describa un procedimiento experimental para medir la tensión de Thevenin y la resistencia de Thevenin.

1.29 Diseñe una fuente de corriente hipotética utilizando una batería y una resistencia. La fuente de corriente tiene que cumplir las siguientes especificaciones: debe suministrar una corriente constante de 1 mA a cualquier resistencia de carga cuyo valor esté comprendido entre 0 y 1 kΩ.

1.30 Diseñe un divisor de tensión (similar al mostrado en la Figura 1.19) que cumpla las siguientes especificaciones: la tensión ideal de la fuente es de 30 V, la tensión con la carga en abierto es de 15 V y la resistencia de Thevenin es igual o menor que 2 kΩ.

1.31 Diseñe un divisor de tensión como el de la Figura 1.19 que produzca una tensión constante de 10 V para todas las resistencias de carga mayores de 1 MΩ. Utilice una tensión ideal de 30 V.

Figura 1.20

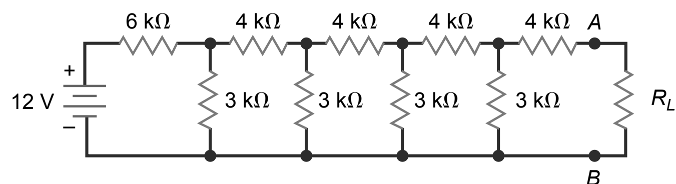


1.32 Dispone de una pila de linterna y de un multímetro digital. No dispone de ningún elemento más con el que trabajar. Describa un método experimental que permita hallar el circuito equivalente de Thevenin de la pila de la linterna.

1.33 Dispone de una pila de linterna, de un multímetro digital y de una caja de resistencias diferentes. Describa un método que emplee una de las resistencias para hallar la resistencia de Thevenin de la pila.

1.34 Calcular la corriente por la carga en el circuito de la Figura 1.21 para cada una de las siguientes resistencias de carga: 0,1 kΩ; 2 kΩ, 3 kΩ, 4 kΩ, 5 kΩ y 6 kΩ.

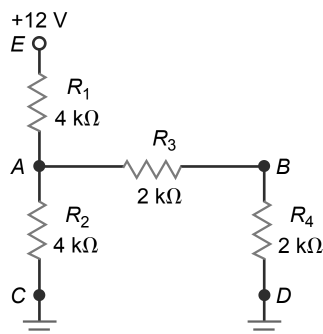
Figura 1.21



Detección de averías

1.35 Utilizando el circuito de la Figura 1.22 y su tabla para la detección de averías, localizar las averías del circuito para las condiciones 1 hasta 8. Las posibles averías son que una de las resistencias esté en circuito abierto, en cortocircuito, una masa en circuito abierto o falta de tensión de alimentación.

Figura 1.22 Detección de averías.



Condición	V_A	V_B	V_E	Condición	V_A	V_B	V_E
Normal	4 V	2 V	12 V	Avería 5	6 V	3 V	12 V
Avería 1	12 V	6 V	12 V	Avería 6	6 V	6 V	12 V
Avería 2	0 V	0 V	12 V	Avería 7	0 V	0 V	0 V
Avería 3	6 V	0 V	12 V	Avería 8	3 V	0 V	12 V
Avería 4	3 V	3 V	12 V				

Cuestiones de entrevista de trabajo

Un entrevistador de recursos humanos puede determinar rápidamente si sus conocimientos son superficiales o si realmente comprende la electrónica. Los entrevistadores no siempre plantean preguntas claras y concisas. En ocasiones, omiten información para ver cómo el entrevistado aborda el problema. Cuando le entrevisten para un trabajo, el entrevistador puede hacerle preguntas similares a las siguientes:

1. ¿Cuál es la diferencia entre una fuente de tensión y una fuente de corriente?
2. ¿Cuándo hay que incluir la resistencia de la fuente en los cálculos para obtener la corriente por la carga?
3. Si un dispositivo se modela como una fuente de corriente, ¿qué podemos decir sobre la resistencia de carga?
4. ¿Qué es para usted una fuente constante?
5. Se dispone de un circuito grapinado en el banco del laboratorio. ¿Qué medidas pueden realizarse para obtener la tensión de Thevenin y la resistencia de Thevenin?
6. ¿Qué ventaja tiene una fuente de tensión de 50 Ω comparada con una fuente de tensión de 600 Ω ?
7. ¿Cómo se relacionan la resistencia de Thevenin y los "amperios de arranque en frío" de una batería de coche?
8. Alguien le dice que una fuente de tensión está fuertemente cargada. ¿Qué quiere decir?
9. ¿Qué aproximación suelen emplear los técnicos cuando aplican los procedimientos iniciales de detección de averías? ¿Por qué?
10. Durante el proceso de detección de averías en un sistema electrónico, se mide una tensión continua de 9,5 V en un punto de prueba en el que según el diagrama esquemático debería haber 10 V. ¿Qué puede deducir de esta lectura? ¿Por qué?
11. ¿Cuáles son algunas de las razones para utilizar un circuito de Thevenin o de Norton?
12. ¿Qué valor tienen los teoremas de Thevenin y de Norton en un banco de pruebas?

Respuestas al autotest

1. a **2.** c **3.** a **4.** b **5.** d **6.** d **7.** b **8.** c **9.** b **10.** a **11.** a **12.** a **13.** c
14. d **15.** b **16.** b **17.** a **18.** b **19.** b **20.** c **21.** b **22.** b **23.** c

Respuestas a los problemas

1.1 60 kΩ

1.2 $V_L = 20$ V

1.4 3 mA para $R_L = 2$ kΩ; 2 mA para $R_L = 6$ kΩ; 1 mA para $R_L = 18$ kΩ

1.6 $I_N = 2$ mA

1.7 R_2 en circuito abierto, C en circuito abierto o R_1 en cortocircuito.

Capítulo 2

Semiconductores

Para comprender cómo funcionan los diodos, los transistores y los circuitos integrados es necesario estudiar primero los semiconductores: materiales que no son ni conductores ni aislantes. Los semiconductores contienen algunos electrones libres, pero lo que les hace especiales es la presencia de huecos. En este capítulo se estudian los semiconductores, los huecos y otros temas relacionados.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Reconocer, en el nivel atómico, las características de los buenos conductores y de los semiconductores.
- Describir la estructura de un cristal de silicio.
- Enumerar los dos tipos de portadores y nombrar el tipo de impureza que hace que sean portadores mayoritarios.
- Explicar las condiciones de una unión *pn* de un diodo no polarizado, un diodo polarizado en directa y un diodo polarizado en inversa.
- Describir los tres tipos de corriente de disrupción causadas por la aplicación de una tensión inversa excesiva en un diodo.

Contenido del capítulo

Vocabulario

banda de conducción
barrera de potencial
corriente superficial de fugas
corriente de saturación
diodo
diodo de unión
dopar
efecto avalancha
electrón libre
energía térmica
enlace covalente
hueco
polarización directa
polarización inversa
portadores mayoritarios
portadores minoritarios
temperatura ambiente
temperatura de la unión
tensión de disrupción
recombinación
semiconductor
semiconductor extrínseco
semiconductor intrínseco
semiconductor tipo-*n*
semiconductor tipo-*p*
silicio
unión *pn*
zona de deplexión

2.1 Conductores

El cobre es un buen conductor. La razón es evidente si se tiene en cuenta su estructura atómica, la cual se muestra en la Figura 2.1. El núcleo del átomo contiene 29 protones (cargas positivas). Cuando un átomo de cobre tiene una carga neutra, quiere decir que hay 29 electrones (cargas negativas) dispuestos alrededor del núcleo de forma similar a como están dispuestos los planetas alrededor de Sol. Los electrones se mueven en distintos *orbitales* (también denominados *capas*). En el primer orbital hay 2 electrones, en el segundo hay 8 electrones, en el tercero hay 18 electrones y 1 en el orbital más externo.

Orbitales estables

El núcleo positivo de la Figura 2.1 atrae a los electrones de los orbitales. La razón por la que estos electrones no se caen hacia el núcleo es la fuerza centrífuga (hacia fuera) creada por su movimiento circular. Esta fuerza centrífuga es exactamente igual a la atracción ejercida por el núcleo, por lo que el orbital es estable. La idea es similar a un satélite en órbita alrededor de la Tierra, el cual a la altura y la velocidad adecuadas puede permanecer en una órbita estable sobre la Tierra.

Cuanto más lejana es la órbita de un electrón, menor es la atracción del núcleo. En los orbitales más alejados, los electrones se mueven más lentamente, lo que da lugar a una fuerza centrífuga menor. Los electrones de las capas más externas mostrados en la Figura 2.1 se mueven muy lentamente y prácticamente no se sienten atraídos por el núcleo.

La parte interna

En electrónica, lo único que importa es el orbital exterior, el cual se denomina *orbital de valencia*. Este orbital controla las propiedades eléctricas del átomo. Para destacar la importancia del orbital de valencia, vamos a definir la *parte interna* de un átomo como el núcleo más todos los orbitales internos. En un átomo de cobre, la parte interna es el núcleo (+29) y los tres primeros orbitales (−28).

La parte interna de un átomo de cobre tiene una carga neta de +1, ya que contiene 29 protones y 28 electrones internos. La Figura 2.2 puede ayudarle a visualizar la parte interna y el orbital de valencia. El electrón de valencia se encuentra en el orbital exterior alrededor de la parte interna y tiene una carga neta de +1. A causa de ello, la atracción que siente el electrón de valencia es muy pequeña.

Electrón libre

Dado que la atracción entre la parte interna y el electrón de valencia es muy débil, una fuerza externa puede fácilmente arrancar este electrón del átomo del cobre. Ésta es la razón por la que se suele denominar al electrón de valencia **electrón libre**. Ésta es la razón también de que el cobre sea un buen conductor. Incluso la tensión más pequeña puede hacer que los electrones libres se muevan de un átomo al siguiente. Los mejores conductores son la plata, el cobre y el oro. Todos ellos tienen una parte interna como la representada en la Figura 2.2.

Figura 2.1 Átomo de cobre.

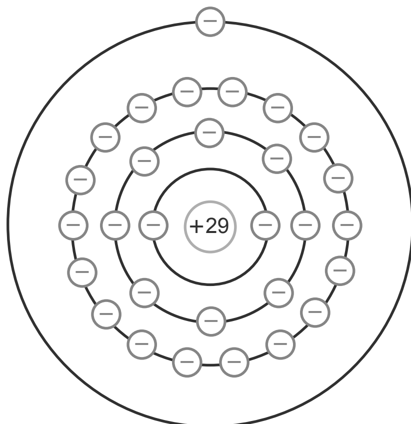
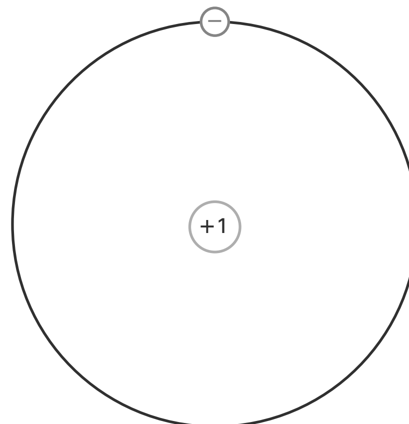


Figura 2.2 Diagrama de la parte interna del átomo de cobre.



Ejemplo 2.1

Supongamos que una fuerza externa libera el electrón de valencia de la Figura 2.2 de un átomo de cobre. ¿Cuál es la carga resultante del átomo de cobre? ¿Cuál es la carga resultante si un electrón exterior entre en el orbital de valencia de la Figura 2.2?

SOLUCIÓN Cuando se libera el electrón de valencia, la carga resultante del átomo pasa a ser +1. Cuando un átomo pierde uno de sus electrones, se convierte en un átomo cargado positivamente y recibe el nombre de *ión positivo*.

Cuando un electrón exterior entra en el orbital de valencia de la Figura 2.2, la carga resultante del átomo pasa a ser −1. Cuando un átomo tiene un electrón adicional en su orbital de valencia, decimos que es un átomo cargado negativamente, un *ión negativo.*

2.2 Semiconductores

Los mejores conductores (plata, cobre y oro) tienen un electrón de valencia, mientras que los mejores aislantes tienen ocho electrones de valencia. Un **semiconductor** es un elemento con propiedades eléctricas entre las de un conductor y un aislante. Como es lógico, los mejores semiconductores tienen cuatro electrones de valencia.

Germanio

El germanio es un ejemplo de semiconductor. Tiene cuatro electrones en su orbital de valencia. Hace años, el germanio era el único material adecuado para la fabricación de dispositivos semiconductores. Sin embargo, estos dispositivos de germanio presentaban una importante desventaja (su excesiva corriente inversa, como veremos en detalle más adelante) a la que los ingenieros no pudieron dar solución. Más tarde, otro semiconductor, el **silicio**, comenzó a utilizarse dejando obsoleto al germanio en la mayoría de las aplicaciones electrónicas.

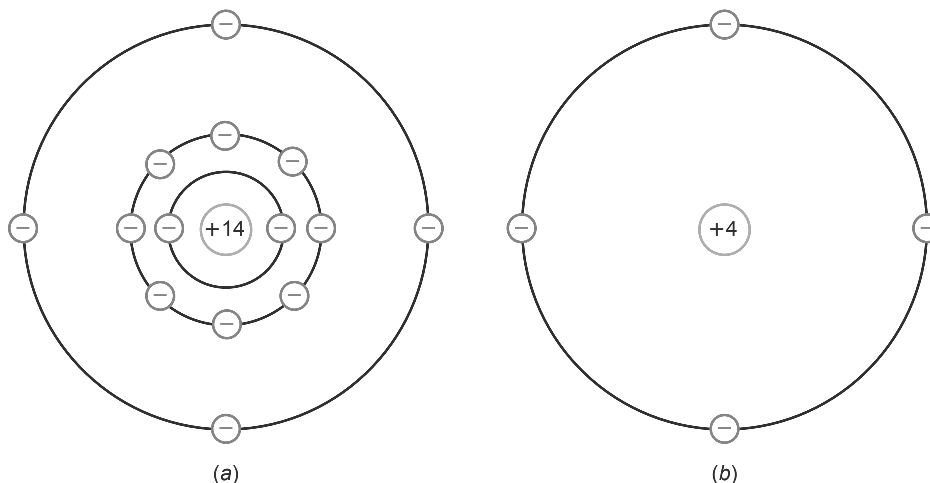
Silicio

Después del oxígeno, el silicio es el elemento más abundante en la Tierra. Sin embargo, cuando se empezó a trabajar con semiconductores existían ciertos problemas que impedían el uso del silicio. Una vez que dichos problemas se resolvieron, las ventajas del silicio (que veremos más adelante) lo convirtieron inmediatamente en el semiconductor a elegir. Sin él, la electrónica moderna, las comunicaciones y la informática serían imposibles.

INFORMACIÓN ÚTIL

Otro elemento semiconductor común es el carbono (C), que se utiliza principalmente en la fabricación de resistencias.

Figura 2.3 (*a*) Átomo de silicio. (*b*) Diagrama de la parte interna.



Un átomo de silicio aislado tiene 14 protones y 14 electrones. Como se muestra en la Figura 2.3*a*, el primer orbital contiene 2 electrones y el segundo 8 electrones. Los 4 electrones restantes se encuentran en el orbital de valencia. En la Figura 2.3*a*, la parte interna tiene una carga resultante de +4, porque contiene 14 protones en el núcleo y 10 electrones en los dos primeros orbitales.

La Figura 2.3*b* muestra el diagrama de la parte interna de un átomo de silicio. Los 4 electrones de valencia nos indican que el silicio es un semiconductor.

Ejemplo 2.2

¿Cuál es la carga resultante del átomo de silicio de la Figura 2.3b si pierde uno de sus electrones de valencia? ¿Y si gana un electrón adicional en el orbital de valencia?

SOLUCIÓN Si pierde un electrón, se convierte en un ión positivo con una carga de +1. Si gana un electrón, se convierte en un ión negativo con una carga de −1.

2.3 Cristales de silicio

Cuando los átomos de silicio se combinan para formar un sólido, lo hacen según un patrón ordenado denominado *cristal*. Cada átomo de silicio comparte sus electrones con cuatro átomos vecinos, de tal forma que tiene ocho electrones en su orbital de valencia. Por ejemplo, la Figura 2.4*a* muestra un átomo central con cuatro átomos vecinos. Los círculos sombreados representan las partes internas del silicio. Aunque originalmente el átomo central tenía cuatro electrones en su orbital de valencia, ahora tiene ocho.

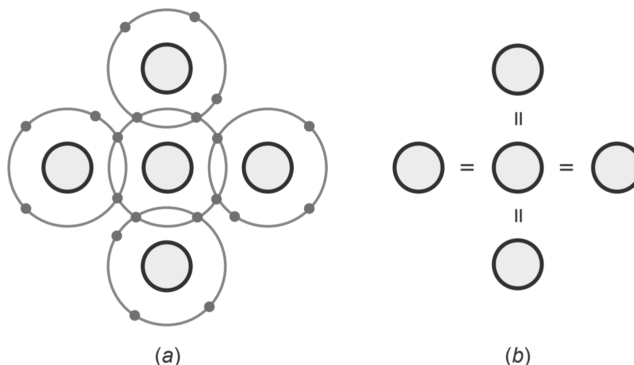
Enlaces covalentes

Cada átomo vecino comparte un electrón con el átomo central. De esta forma, el átomo central tiene 4 electrones adicionales, lo que da como resultado un total de ocho electrones en el orbital de valencia. Los electrones dejan de pertenecer a un único átomo. Cada átomo central y sus vecinos comparten los electrones. Esta misma idea también es válida para los demás átomos de silicio. En otras palabras, cada átomo de un cristal de silicio tiene cuatro vecinos.

En la Figura 2.4*a*, cada parte interna tiene una car ga de +4. Observe la parte interna central y la que se encuentra a su derecha. Estas dos partes internas atraen al par de electrones que hay entre ellas con fuerzas iguales y opuestas. Estas fuerzas ejercidas en sentidos opuestos son las que hacen que los átomos de silicio se mantengan unidos. Esta idea es similar a la del juego en que dos equipos tiran de los extremos de una cuerda. Mientras que ambos equipos ejerzan fuerzas iguales y opuestas, se mantendrán en sus respectivas posiciones.

Puesto que cada uno de los electrones compartidos de la Figura 2.4*a* está siendo atraído por fuerzas con sentidos opuestos, el electrón se convierte en un enlace entre las partes internas opuestas. Este tipo de enlace químico se denomina **enlace covalente**. La Figura 2.4*b* es una forma simplificada de mostrar el concepto de enlace covalente. En un cristal de silicio, existen miles de millones de átomos de silicio, cada uno de ellos con ocho electrones de valencia. Estos electrones de valencia son los enlaces covalente que mantienen unido el cristal, dándole solidez.

Figura 2.4 (*a*) Un átomo de cristal tiene cuatro vecinos. (*b*) Enlaces covalentes.



Saturación de valencia

Cada átomo de un cristal de silicio tiene ocho electrones en su orbital de valencia. Estos ocho electrones proporcionan una estabilidad química que da como resultado un cuerpo compacto de material de silicio. Nadie sabe exactamente por qué el orbital exterior de todos los elementos tiene una predisposición a tener ocho electrones. Cuando de forma natural no existen ocho electrones en un elemento, la tendencia natural del mismo es la de combinarse y compartir electrones con otros átomos para tener ocho electrones en su orbital de valencia.

Existen ecuaciones avanzadas de física que explican parcialmente por qué ocho electrones producen estabilidad química en diferentes materiales, pero no se conoce la razón de por qué el número ocho es tan especial. Es una ley, como pueda ser la ley de la gravedad, la ley de Coulomb y otras leyes que podemos observar, pero que sin embargo no podemos explicar por completo.

Cuando el orbital de valencia tiene ocho electrones, se *satura* porque ya no puede entrar ningún electrón más en dicho orbital. Estableciendo esto como ley, tenemos

Saturación de valencia: $n = 8$ **(2.1)**

Dicho con palabras, *el orbital de valencia no puede contener más de ocho electrones*. Además, los ocho electrones de valencia se denominan *electrones ligados* porque se mantienen fuertemente unidos por los átomos. A causa de estos electrones ligados, un cristal de silicio es casi un aislante perfecto a temperatura ambiente, es decir , aproximadamente, 25°C.

El hueco

La **temperatura ambiente** es la temperatura del aire circundante. Cuando la temperatura ambiente se encuentra por encima del cero absoluto (−273°C), la energía térmica del aire circundante hace que los átomos de un cristal de silicio vibren. Cuanto mayor sea la temperatura ambiente, más fuertes serán las vibraciones mecánicas. Cuando se toca un objeto caliente, el calor que se siente es el resultado de la vibración de los átomos.

En un cristal de silicio, las vibraciones de los átomos ocasionalmente pueden hacer que se desligue un electrón del orbital de valencia. Cuando este ocurre, el electrón liberado gana la energía suficiente como para pasar a un orbital de mayor nivel energético, como se muestra en la Figura 2.5 *a*.
En dicho orbital, el electrón es un electrón libre.

Pero esto no es todo. La salida del electrón deja un vacío en el orbital de valencia que se denomina **hueco** (véase la Figura 2.5*a*). Este hueco se comporta como una carga positiva porque la pérdida del electrón da lugar a un ión positivo. El hueco atraerá y capturará cualquier electrón que se encuentre en la vecindad inmediata. Los huecos permiten a los semiconductores hacer toda clase de cosas que son imposibles en los conductores.

A temperatura ambiente, la energía térmica sólo da lugar a que se creen unos pocos huecos y electrones libres. Para aumentar el número de huecos y de electrones libres, es necesario dopar el cristal. En una sección posterior se abordará este tema más en detalle.

INFORMACIÓN ÚTIL

Tanto los electrones como los huecos tienen una carga de valor $0{,}16 \times 10^{-18}$ C aunque de polaridad opuesta.

Recombinación y tiempo de vida

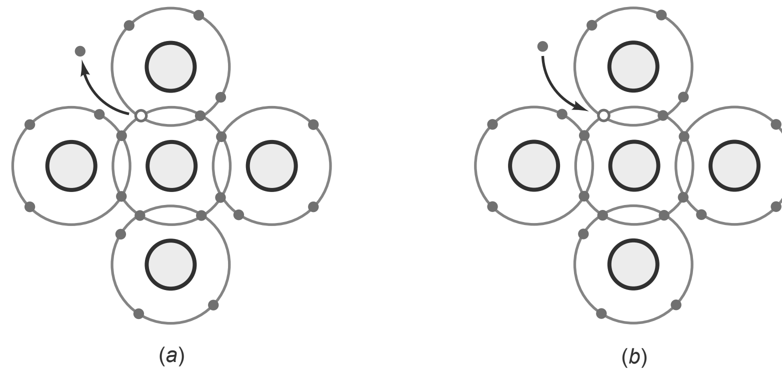
En un cristal de silicio puro, la **energía térmica** (calor) crea el mismo número de electrones libres y huecos. Los electrones libres se mueven aleatoriamente a través del cristal. Ocasionalmente, un electrón libre se aproximará a un hueco, será atraído por éste y caerá en él. La **recombinación** es la unión de un electrón libre y un hueco (véase la Figura 2.5*b*).
El intervalo de tiempo entre la creación y la desaparición de un electrón libre se denomina tiempo de vida. Varía desde unos pocos nanosegundos hasta varios microsegundos, dependiendo de la perfección del cristal y de otros factores.

Ideas principales

En cualquier instante, en un cristal de silicio puede ocurrir lo siguiente:

1. Por efecto de la energía térmica pueden crearse algunos electrones libres y huecos.
2. Otros electrones libres y huecos pueden recombinarse.
3. Existen temporalmente algunos electrones libres y huecos a la espera de recombinarse.

Figura 2.5 (*a*) (a) La energía térmica da lugar a la creación de un hueco y un electrón libre. (b) Recombinación de un electrón libre y un hueco.



Ejemplo 2.3

Si un cristal de silicio puro contiene 1 millón de electrones libres, ¿cuántos huecos contendrá? ¿Qué ocurre con la cantidad de electrones libre y huecos si la temperatura ambiente aumenta?

SOLUCIÓN Fíjese en la Figura 2.5*a*. Cuando por efecto de la energía térmica se crea un electrón libre, automáticamente también se crea un hueco al mismo tiempo. Por tanto, un cristal de silicio puro siempre tiene el mismo número de huecos que de electrones libres, luego si tiene 1 millón de electrones libres, tendrá 1 millón de huecos.

Una temperatura mayor aumenta las vibraciones en el nivel atómico, lo que significa que se crearán más electrones libres y huecos. No obstante, independientemente de la temperatura, un cristal de silicio puro siempre tiene el mismo número de electrones libres que de huecos.

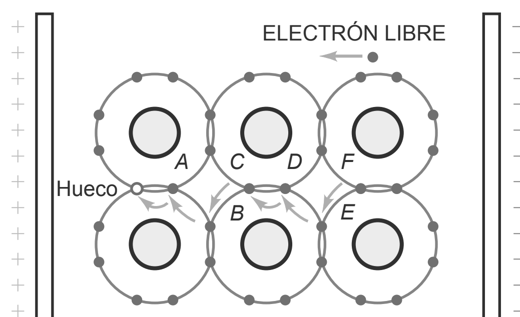
2.4 Semiconductores intrínsecos

Un **semiconductor intrínseco** es un semiconductor puro. Un cristal de silicio es un semiconductor intrínseco si cada átomo del cristal es un átomo de silicio. A temperatura ambiente, un cristal de silicio actúa como un aislante porque sólo tiene unos pocos electrones libres y huecos producidos por el efecto de la energía térmica.

Flujo de electrones libres

La Figura 2.6 muestra parte de un cristal de silicio situado entre dos placas metálicas car gadas. Supongamos que la energía térmica ha dado lugar a la creación de un electrón libre y de un hueco. El electrón libre se encuentra en un orbital de mayor energía en el extremo derecho del cristal. Puesto que la placa está cargada negativamente, los

Figura 2.6 Flujo de huecos a través de un semiconductor.



electrones libres son repelidos hacia la izquierda. Estos electrones libres pueden pasar de un orbital al siguiente de mayor nivel hasta llegar a la placa positiva.

Flujo de huecos

Observe el hueco situado en la parte izquierda de la Figura 2.6. Este hueco atrae al electrón de valencia en el punto A, lo que provoca que el electrón de valencia caiga en el hueco.

Cuando el electrón de valencia situado en el punto *A* se desplaza hacia la izquierda, crea un hueco en dicho punto *A*. El efecto es el mismo que cuando se mueve el hueco original hacia la derecha. El nuevo hueco situado en el punto *A* puede entonces atraer y capturar a otro electrón de valencia. De esta forma, los electrones de valencia pueden seguir el camino indicado por las flechas. Esto significa que el hueco puede desplazarse en el sentido opuesto, siguiendo el camino *A-B-C-D-E-F*, actuando de la misma manera que una carga positiva.

2.5 Dos tipos de flujos

La Figura 2.7 muestra un semiconductor intrínseco. Tiene el mismo número de electrones libres que de huecos. Esto se debe a que *la energía térmica crea los electrones libres y los huecos por pares*. La tensión aplicada forzará a los electrones libres a moverse hacia la izquierda y a los huecos hacia la derecha. Cuando los electrones libres llegan al extremo izquierdo del cristal, entran en el cable externo y fluyen hacia el terminal positivo de la batería.

Por otro lado, los electrones libres que se encuentren en el terminal negativo de la batería se desplazarán hacia el extremo derecho del cristal. En este punto, entran en el cristal y se recombinan con los huecos que llegan al extremo derecho del cristal. De esta forma, se produce un flujo constante de electrones libres y huecos dentro del semiconductor. Observe que no existe un flujo de huecos fuera del semiconductor.

En la Figura 2.7, *los electrones libres y los huecos se mueven en direcciones opuestas*. A partir de ahora, concebiremos la corriente en un semiconductor como el efecto combinado de los dos tipos de flujos: el flujo de electrones libres en una dirección y el flujo de huecos en la dirección opuesta. A menudo tanto los electrones huecos como los huecos se denominan *portadores*, ya que transportan la carga de un lugar a otro.

2.6 Dopaje de un semiconductor

Una forma de incrementar la conductividad de un semiconductor es mediante el **dopaje**. El dopaje consiste en añadir átomos de impurezas a un cristal intrínseco con el fin de alterar su conductividad eléctrica. Un semiconductor dopado se denomina **semiconductor extrínseco**.

Aumento del número de electrones libres

¿Cómo dopan los fabricantes los cristales de silicio? El primer paso consiste en fundir el cristal de silicio puro. De este modo se rompen los enlaces covalentes y el estado del silicio pasa de sólido a líquido. Para incrementar el número de electrones libres, se añaden los *átomos pentavalentes* al silicio fundido. Los átomos pentavalentes tienen cinco electrones en el orbital de valencia. Algunos ejemplos de átomos pentavalentes son el arsénico, el antimonio y el fósforo. Puesto que estos materiales donarán un *electrón adicional* al cristal de silicio, a menudo se les denomina *impurezas donadoras*.

La Figura 2.8*a* muestra cómo queda el cristal de silicio después de enfriarse y volver a formar su estructura de cristal sólido. En el centro hay un átomo pentavalente rodeado por cuatro átomos de silicio. Como antes, los átomos vecinos comparten un electrón con el átomo central, pero ahora, hay un electrón extra. Recuerde que los átomos pentavalentes tienen cinco electrones de valencia. Dado que como máximo sólo puede haber ocho electro-

Figura 2.7 Un semiconductor intrínseco tiene el mismo número de electrones libres que de huecos.

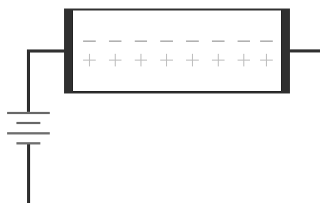
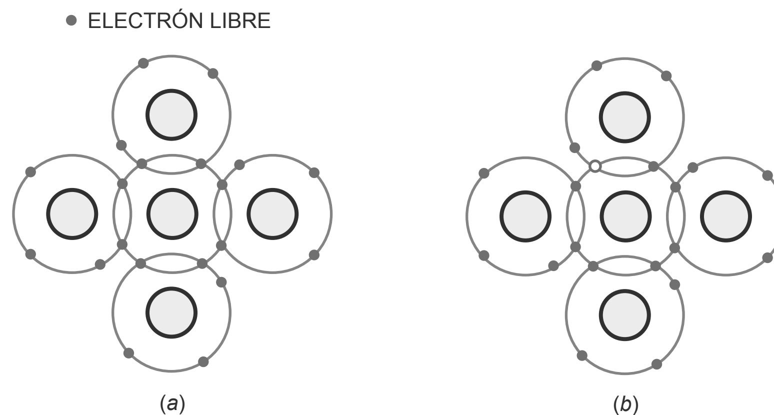


Figura 2.8 (*a*) Dopaje para obtener más electrones libres. (*b*) Dopaje para obtener más huecos.



nes en el orbital de valencia, el electrón extra permanece en un orbital de mayor nivel. En otras palabras, es un electrón libre.

Cada átomo pentavalente o átomo donante de un cristal de silicio produce un electrón libre. De este modo, los fabricantes controlan la conductividad de un semiconductor dopado. Cuantas más impurezas se añaden, mayor es la conductividad. De este modo, un semiconductor puede estar fuerte o débilmente dopado. Un semiconductor débilmente dopado presenta una resistencia alta, mientras que un semiconductor fuertemente dopado presenta una resistencia baja.

Aumento del número de huecos

¿Cómo se puede dopar un cristal de silicio puro para obtener un exceso de huecos? Utilizando una *impureza trivalente*, es decir, una impureza cuyos átomos tengan sólo tres electrones de valencia. Algunos ejemplos son el aluminio, el boro y el galio.

La Figura 2.8*b* muestra un átomo trivalente en el centro. Está rodeado por cuatro átomos de silicio, cada uno compartiendo uno de sus átomos de valencia. Puesto que originalmente el átomo trivalente sólo tenía tres electrones de valencia y comparte un electrón con cada uno de los vecinos, sólo habrá siete electrones en el orbital de valencia. Esto significa que aparece un hueco en el orbital de valencia de cada átomo trivalente. Un átomo trivalente se denomina también *átomo aceptor*, porque cada uno de los huecos con que contribuye puede aceptar un electrón libre durante la recombinación.

Recuerde que...

Para que un fabricante pueda dopar un semiconductor, inicialmente debe fabricarlo como un cristal absolutamente puro. A continuación, controlando la cantidad de impurezas, pueden controlar de forma precisa las propiedades del semiconductor. En los primeros tiempos de los semiconductores, era más fácil obtener cristales puros de germanio que cristales puros de silicio, por lo que los primeros dispositivos semiconductores se fabricaron utilizando ger-

Ejemplo 2.4

Un semiconductor dopado tiene 10.000 millones de átomos de silicio y 15 millones de átomos pentavalentes. Si la temperatura ambiente es de 25ºC, ¿cuántos electrones libres y huecos habrá en el interior del semiconductor?

SOLUCIÓN Cada uno de los átomos pentavalentes contribuye con un electrón libre. Por tanto, el semiconductor tiene 15 millones de electrones libres producidos por el proceso de dopaje. Casi no habrá huecos, ya que los únicos huecos serán los producidos por el efecto de la energía térmica.

PROBLEMA PRÁCTICO 2.4 En las mismas condiciones que en el Ejemplo 2.4, si se añaden 5 millones de átomos trivalentes en lugar de los átomos pentavalentes, ¿cuántos huecos habrá en el interior del semiconductor?

manio. Con el tiempo estuvieron disponibles técnicas de fabricación mejoradas, así como cristales de silicio puros. A causa de sus ventajas, el silicio ha pasado a ser el material semiconductor más popular y útil.

2.7 Dos tipos de semiconductores extrínsecos

Un semiconductor se puede dopar para tener un exceso de electrones libres o un exceso de huecos; por tanto, existen dos tipos de semiconductores dopados.

Semiconductor tipo *n*

El silicio que ha sido dopado con una impureza pentavalente se denomina **semiconductor tipo *n***, donde *n* hace referencia a negativo. La Figura 2.9 muestra un semiconductor tipo n. Dado que la cantidad de electrones libres supera al de huecos en un semiconductor de tipo *n*, los electrones libres son los **portadores mayoritarios** y los huecos son los **portadores minoritarios**.

A causa de la tensión aplicada, *los electrones libres se desplazan hacia la izquierda* y *los huecos hacia la derecha*. Cuando un hueco llega al extremo derecho del cristal, uno de los electrones libres del circuito externo entra en el semiconductor y se recombina con el hueco.

Los electrones libres mostrados en la Figura 2.9 fluyen hacia el extremo izquierdo del cristal, donde entran por el cable y fluyen hasta el terminal positivo de la batería.

Semiconductor tipo *p*

El silicio que ha sido dopado con un átomo trivalente se denomina **semiconductor de tipo *p*,** donde p hace referencia a positivo, La Figura 2.10 muestra un semiconductor de tipo *p*. Puesto que la cantidad de huecos supera a la de electrones libres, los huecos serán los portadores mayoritarios y los electrones libres serán, en este caso, los portadores minoritarios.

A causa de la tensión aplicada, *los electrones libres se desplazan hacia la izquierda* y *los huecos hacia la derecha*. En la Figura 2.10, los huecos que llegan al extremo derecho del cristal se recombinan con los electrones libres procedentes del circuito externo.

En la Figura 2.10 también se muestra el flujo de los portadores minoritarios. Los electrones libres que hay dentro del semiconductor fluyen de derecha a izquierda. Puesto que hay tan pocos portadores minoritarios, apenas tienen efecto en este circuito.

2.8 El diodo no polarizado

Por sí mismo, un fragmento de semiconductor de tipo *n* es casi tan útil como una resistencia de carbón; lo que también se puede decir de un semiconductor de tipo *p*. Sin embargo, cuando un fabricante dopa un cristal de modo que una mitad sea tipo *p* y la otra mitad tipo *n*, aparecen nuevas funcionalidades.

El borde entre la zona de tipo *p* y la zona de tipo *n* se denomina unión *pn*. La **unión *pn*** tiene tantas propiedades útiles que ha propiciado toda clase de inventos, entre los que se incluyen los diodos, los transistores y los circuitos integrados. Comprender la unión *pn* le permitirá entender todo sobre los dispositivos semiconductores.

Figura 2.9 El semiconductor tipo *n* tiene muchos electrones libres.

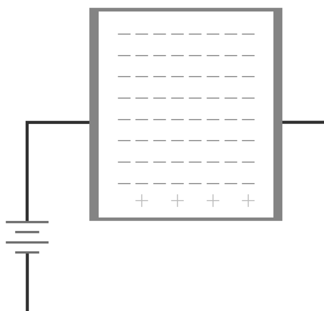


Figura 2.10 El semiconductor tipo *p* tiene muchos huecos.

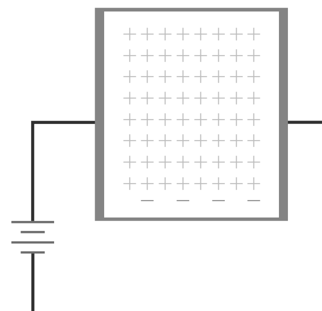
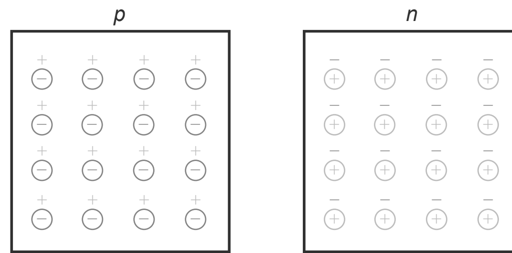


Figura 2.11 Dos tipos de semiconductor.



El diodo no polarizado

Como se ha explicado en la sección anterior, cada átomo trivalente de un cristal de silicio dopado produce un hueco. Por esta razón, podemos visualizar un fragmento de semiconductor de tipo *p* como se muestra en la parte izquierda de la Figura 2.11. Cada signo menos rodeado por un círculo representa el átomo trivalente y cada signo más representa un hueco en su orbital de valencia.

De forma similar, podemos visualizar los átomos pentavalentes y los electrones libres de un semiconductor tipo *n* como se muestra en la parte derecha de la Figura 2.11. Cada signo más rodeado por un círculo representa un átomo pentavalente y cada signo menos corresponde al electrón libre con que contribuye al semiconductor. Observe que cada fragmento de material semiconductor es *eléctricamente neutro porque el número de signos más y menos es igual*.

Un fabricante puede producir un cristal con material de tipo *p* en un lado y material de tipo *n* en el otro lado, como se muestra en la Figura 2.12. La unión es la frontera donde se encuentran las regiones tipo *p* y tipo *n*, y el término **diodo de unión** también se emplea para designar un cristal *pn*. La palabra **diodo** es una contracción de la expresión "dos electrodos", donde *di* significa "dos".

La zona de deplexión

Debido a su repulsión mutua, los electrones libres del lado *n* de la Figura 2.12 tienden a difundirse (dispersarse) en todas las direcciones. Algunos de los electrones libres se difunden a través de la unión. Cuando un electrón libre entra en la región *p* se convierte en un portador minoritario. Dado que hay tantos huecos a su alrededor, el tiempo de vida de este portador minoritario es muy corto. Tan pronto como entra en la región *p*, el electrón libre se recombina con un hueco. Cuando esto ocurre, *el hueco desaparece* y *el electrón libre se convierte en un electrón de valencia*.

Cada vez que un electrón se difunde a través de una unión, crea un par de iones. Cuando un electrón deja la región *n*, deja tras de sí un átomo pentavalente al que le hace falta una carga negativa; este átomo pentavalente se convierte en un ión positivo. Una vez que el electrón cae en un hueco en la región *p*, el átomo trivalente que lo ha capturado se convierte en un ión negativo.

La Figura 2.13*a* muestra estos iones en cada uno de los lados de la unión. Los signos más encerrados en un círculo son los iones positivos y los signos menos encerrados en un círculo son los iones negativos. Los iones están fijos en la estructura del cristal gracias a los enlaces covalentes y no pueden moverse como lo hacen los electrones libres y los huecos.

Cada par de iones positivo y negativo contenido en la unión se denomina *dipolo*. La creación de un dipolo hace que desaparezcan un electrón libre y un hueco. A medida que el número de dipolos aumenta, la región próxima a la unión se vacía de portadores. Esta región vacía de carga se conoce como **zona de deplexión** (véase la Figura 2.13*b*).

Figura 2.12 La unión *pn*.

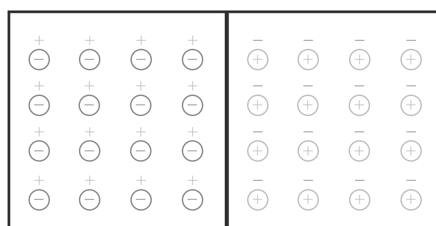
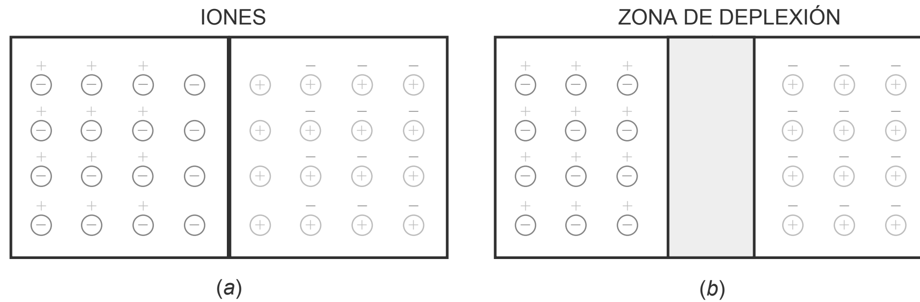


Figura 2.13 (*a*) Creación de iones en la unión. (b) Zona de deplexión.



Barrera de potencial

Cada dipolo posee un campo eléctrico entre los iones positivo y negativo. Por tanto, si entran electrones libres adicionales en la zona de deplexión, el campo eléctrico intenta empujar a estos electrones hacia la región *n*. La intensidad del campo eléctrico aumenta con cada electrón que cruza hasta que se alcanza el equilibrio. En una primera aproximación, esto significa que el campo eléctrico detendrá la difusión de electrones a través de la unión.

En la Figura 2.13 *a*, el campo eléctrico entre los iones es equivalente a una diferencia de potencial llamada **barrera de potencial**. A 25ºC, la barrera de potencial es aproximadamente igual a 0,3 V en los diodos de germanio y a 0,7 V en los diodos de silicio.

2.9 Polarización directa

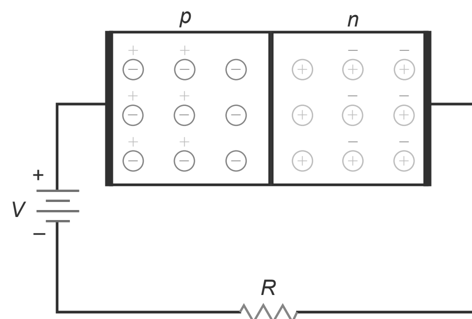
La Figura 2.14 muestra una fuente de corriente continua conectada a un diodo. El terminal negativo de la fuente se conecta al material de tipo *n* y el terminal positivo se conecta al material de tipo *p*. Esta conexión da lugar a una **polarización directa**.

Flujo de electrones libres

En la Figura 2.14, la batería empuja a los huecos y electrones libres hacia la unión. Si la tensión de la batería es menor que la barrera de potencial, los electrones libres no tienen la suficiente energía para atravesar la zona de deplexión. Cuando entran en esta zona, los iones se ven empujados de vuelta a la región *n*, por lo que no circula corriente a través del diodo.

Cuando la tensión de la fuente de corriente continua es mayor que la barrera de potencial, la batería de nuevo empuja a huecos y electrones libres hacia la unión. En este caso, los electrones libres tienen suficiente energía para atravesar la zona de deplexión y recombinarse con los huecos. Si se imagina todos los huecos de la región *p* moviéndose hacia la derecha y todos los electrones libres moviéndose hacia la izquierda, obtendrá una idea básica de lo que ocurre. En algún lugar en las vecindades de la unión, estas cargas opuestas se recombinan. Puesto que los electrones libres entran continuamente por el extremo derecho del diodo y se crean huecos continuamente en el extremo izquierdo, existe una corriente continua a través del diodo.

Figura 2.14 Polarización directa.



El flujo de un electrón

Vamos a seguir a un único electrón a través del circuito completo. Después de que el electrón libre deja el terminal negativo de la batería, entra por el extremo derecho del diodo. Viaja a través de la región *n* hasta llegar a la unión. Cuando la tensión de la batería es mayor que 0,7 V, el electrón libre tiene la suficiente energía para atravesar la zona de deplexión. Poco después de que el electrón libre entra en la región *p* se recombina con un hueco.

En otras palabras, el electrón libre se convierte en un electrón de valencia. Como electrón de valencia, continua viajando hacia la izquierda, pasando de un hueco al siguiente hasta que alcanza el extremo izquierdo del diodo. Cuando deja el extremo izquierdo del diodo, aparece un nuevo hueco y el proceso comienza otra vez. Dado que hay miles de millones de electrones haciendo el mismo viaje, se obtiene una corriente continua a través del diodo. Para limitar la cantidad de corriente directa se utiliza una resistencia en serie.

Recuerde que...

La corriente fluye con facilidad en un diodo polarizado en directa. Mientras que la tensión aplicada sea mayor que la barrera de potencial, habrá una corriente continua en el circuito. En otras palabras, si la tensión de la fuente es mayor que 0,7 V, un diodo de silicio produce una corriente continua en la dirección directa.

2.10 Polarización inversa

Si damos la vuelta a la fuente de corriente continua, obtenemos el circuito de la Figura 2.15. En este caso, el terminal negativo de la batería se conecta al lado *p* y el terminal positivo de la batería se conecta al lado *n*. Esta conexión da lugar a una **polarización inversa**.

Ensanchamiento de la zona de deplexión

El terminal negativo de la batería atrae a los huecos y el terminal positivo atrae a los electrones libres. Por tanto, huecos y electrones libres se alejan de la unión, ensanchándose en consecuencia la zona de deplexión.

¿Cuánto aumenta la zona de deplexión de la Figura 2.16*a*? Cuando los huecos y los electrones libres se alejan de la unión, los nuevos iones que se crean aumentan la diferencia potencial en la zona de deplexión. Cuanto mayor es la zona de deplexión, mayor es la diferencia de potencial. La zona de deplexión deja de crecer cuando su diferencia de potencial es igual a la tensión inversa aplicada. Cuando esto ocurre, los electrones y los huecos dejan de alejarse de la unión.

En ocasiones, la zona de deplexión se muestra como una región sombreada, como la de la Figura 2.16*b*. La anchura de esta región sombreada es proporcional a la tensión inversa. *A medida que la tensión inversa aumenta, la anchura de la zona de deplexión también aumenta.*

Corriente de portadores minoritarios

¿Existe alguna corriente una vez que se ha estabilizado la zona de deplexión? Sí. Existe una pequeña corriente en el caso de la polarización inversa. Recuerde que la energía térmica crea continuamente pares de electrones libres y

Figura 2.15 Polarización inversa.

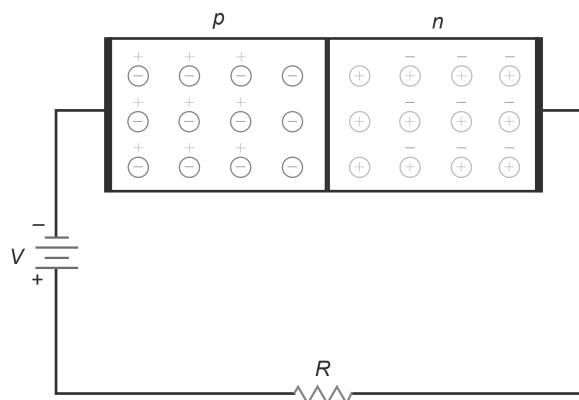
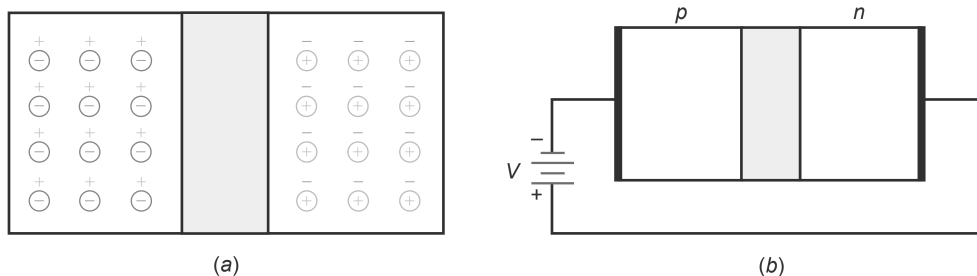


Figura 2.16 (*a*) Zona de deplexión. (*b*) Al incrementar la polarización inversa aumenta la anchura de la zona de deplexión.



huecos. Esto quiere decir que existen unos pocos portadores minoritarios en ambos lados de la unión. La mayor parte de ellos se recombinan con los portadores mayoritarios, pero los que se hallan dentro de la zona de deplexión pueden vivir el tiempo suficiente como para cruzar la unión. Cuando esto sucede, por el circuito externo circula una pequeña corriente.

La Figura 2.17 ilustra esta idea. Supongamos que por el efecto de la ener gía térmica se ha creado un electrón libre y un hueco en las proximidades de la unión. La zona de deplexión empuja al electrón libre hacia la derecha, forzando a un electrón a abandonar el extremo derecho del cristal. El hueco de la zona de deplexión es empujado hacia la izquierda. Este hueco adicional del lado *p* hace que entre un electrón por el extremo izquierdo del cristal y se recombine con un hueco. Puesto que la ener gía térmica está generando continuamente pares electrón-hueco en la zona de deplexión, aparece una pequeña corriente continua en el circuito externo.

La corriente inversa causada por los portadores minoritarios producidos térmicamente se denomina **corriente de saturación**. En las ecuaciones, la corriente de saturación se expresa como I_S. El nombre de esta corriente representa el hecho de que no se puede obtener una corriente de portadores minoritarios mayor que la producida por la energía térmica. En otras palabras, *aumentar la tensión inversa no incrementará el número de portadores minoritarios creados térmicamente.*

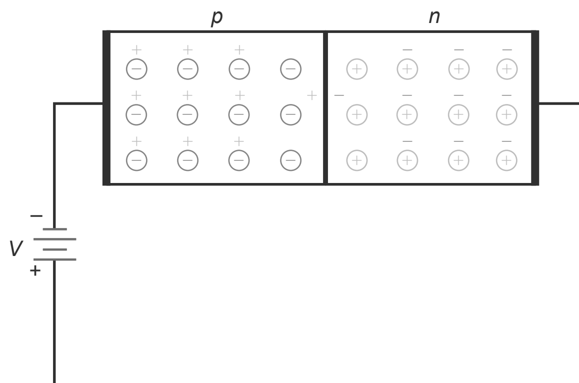
Corriente superficial de fugas

Además de la corriente de portadores minoritarios producidos térmicamente, ¿existe alguna otra corriente en un diodo polarizado en inversa? Sí, una pequeña corriente que fluye por la superficie del cristal. Esta corriente se conoce como **corriente superficial de fugas** y es debida a las impurezas e imperfecciones de la superficie de la estructura del cristal.

Recuerde que...

La corriente inversa total de un diodo consta de una corriente de portadores minoritarios y una corriente superficial de fugas. En la mayoría de las aplicaciones, la corriente inversa en un diodo de silicio es tan pequeña que no se suele tener en cuenta. La idea principal que debe recordar es la siguiente: *en un diodo de silicio polarizado en inversa, la corriente es aproximadamente cero.*

Figura 2.17 La producción térmica de electrones libres y huecos en la zona de deplexión produce una corriente inversa de saturación de portadores minoritarios.



2.11 Disrupción

Los diodos permiten unos valores nominales máximos de tensión. Existe un límite para la tensión máxima en inversa con que se puede polarizar un diodo sin correr el riesgo de destruirlo. Si se incrementa la tensión inversa de forma continua, llegará un momento en que se alcanzará la **tensión de disrupción** del diodo. En muchos diodos, la tensión de disrupción es como mínimo 50V. La tensión de disrupción se incluye en las *hojas de características* de los diodos. En el Capítulo 3 estudiaremos las hojas de características.

INFORMACIÓN ÚTIL

Exceder la tensión de disrupción de un diodo no necesariamente significa que se destruya el diodo. Mientras que el producto de la tensión inversa por la corriente inversa no exceda la potencia máxima del diodo, éste podrá recuperarse.

Una vez alcanzada la tensión de disrupción, en la zona de deplexión aparece de repente una gran cantidad de portadores minoritarios y el diodo conduce fuertemente.

¿De dónde proceden estos portadores? Se producen por el **efecto de avalancha** (véase la Figura 2.18), el cual tiene lugar para tensiones inversas muy altas. Lo que ocurre es lo siguiente: como siempre, existe una pequeña corriente inversa de portadores minoritarios. Cuando la tensión inversa aumenta, fuerza a los portadores minoritarios a moverse más rápidamente. De esta forma, los portadores minoritarios colisionan con los átomos del cristal. Si estos portadores adquieren la suficiente energía, pueden golpear a los electrones de valencia y liberarlos, produciendo electrones libres. Estos nuevos portadores minoritarios se unen entonces a los portadores minoritarios existentes para colisionar con otros átomos. Este proceso es geométrico, porque un electrón libre libera un electrón de valencia para dar lugar a dos electrones libres. Estos dos electrones libres liberan otros dos electrones más dando lugar a cuatro electrones libres. El proceso continúa hasta que la corriente inversa se hace demasiado grande.

La Figura 2.19 muestra una vista ampliada de la zona de deplexión. La polarización inversa fuerza al electrón libre a moverse hacia la derecha. A medida que se mueve, el electrón gana velocidad. Cuanto mayor es la polarización inversa, más rápido se mueve el electrón. Si el electrón que se mueve a gran velocidad tiene la suficiente energía, puede chocar con el electrón de valencia del primer átomo de un orbital de nivel superior, lo que da como resultado dos electrones libres, que pueden acelerarse y desligar dos electrones más. De esta forma, el número de portadores minoritarios puede hacerse demasiado grande y el diodo puede conducir una corriente considerable.

La tensión de disrupción de un diodo depende depende del nivel de dopaje que tenga. En los diodos rectificadores (el tipo más común), la tensión de disrupción suele ser mayor que 50 V. La Tabla-resumen 2.1 ilustra la diferencia entre un diodo polarizado en directa y un diodo polarizado en inversa.

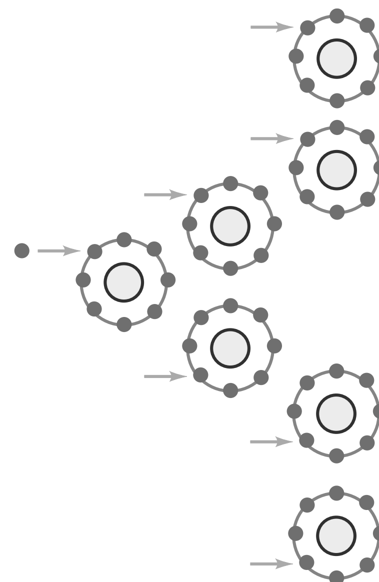
Tabla-resumen 2.1 Polarización del diodo

	Polarización directa	Polarización inversa
Polaridad de V_s	(+) al material P (−) al material N	(−) al material P (+) al material N
Flujo de corriente	Corriente directa grande si $V_s > 0{,}7$ V	Corriente inversa pequeña (la corriente de saturación más la corriente superficial de fugas) si $V_s <$ tensión de disrupción
Zona de deplexión	Estrecha	Ancha

Figura 2.18 El efecto de avalancha produce muchos electrones libres y huecos en la zona de deplexión.



Figura 2.19 El proceso de avalancha es una progresión geométrica: 1, 2, 4, 8, . . .



2.12 Niveles de energía

Una buena aproximación consiste en identificar la energía total de un electrón con el tamaño de su orbital. Es decir, podemos pensar en cada uno de los radios de la Figura 2.20*a* como en el equivalente a cada uno de los niveles de energía mostrados en la Figura 2.20*b*. Los electrones del orbital más interno se corresponden con el primer nivel de energía; los electrones situados en el segundo orbital se encuentran en el segundo nivel de energía, etc.

Más energía en el orbital superior

Dado que el electrón es atraído por el núcleo, se requiere energía adicional para llevarlo a un orbital de mayor energía. Cuando un electrón salta del primer orbital al segundo, gana energía potencial con respecto al núcleo. Algunos de los agentes externos que pueden hacer que un electrón pase a niveles de mayor energía son el calor, la luz y la tensión.

Por ejemplo, suponga que una fuerza constante hace pasar al electrón del primer al segundo orbital, como se muestra en la Figura 2.20*a.* Este electrón tiene más energía potencial porque está más alejado del núcleo (Figura 2.20*b*). La situación es similar a la de un objeto situado por encima de la Tierra: cuanto más alto está el objeto, mayor es su energía potencial con respecto a la Tierra. Si lo liberamos, el objeto realiza un trabajo mayor cuando cae en la Tierra.

Los electrones emiten luz

Después de que un electrón ha saltado a un orbital mayor, puede volver a caer en un nivel de energía inferior. Si esto ocurre, perderá su energía adicional en forma de calor, luz y otras radiaciones.

En un diodo LED (*light-emitting diode*), la tensión aplicada eleva a los electrones a niveles de energía mayores. Cuandos estos electrones caen en niveles de energía inferioes, emiten luz. Dependiendo del material utilizado, la luz puede ser roja, verde, naranja o azul. Algunos diodos LED emiten radiaciones infrarrojas (no visibles), que resultan útiles en sistemas de alarma antirrobo.

Bandas de energía

Cuando un átomo de silicio está aislado, el orbital de un electrón sólo está influenciado por las cargas del átomo aislado. Esto da lugar a niveles de energía como las líneas mostradas en la Figura 2.20*b.* Sin embargo, cuando los átomos de silicio se encuentran en un cristal, el orbital de cada electrón también está influenciado por las cargas de los otros átomos de silicio. Puesto que cada electrón tiene una posición única dentro del cristal, es decir, no

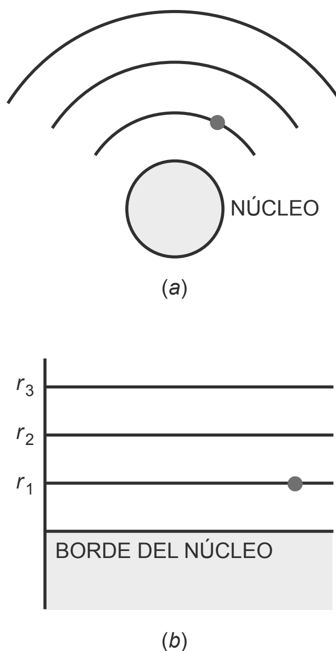


Figura 2.20 El nivel de energía es proporcional al tamaño del orbital. (*a*) Orbitales. (*b*) Niveles de energía.

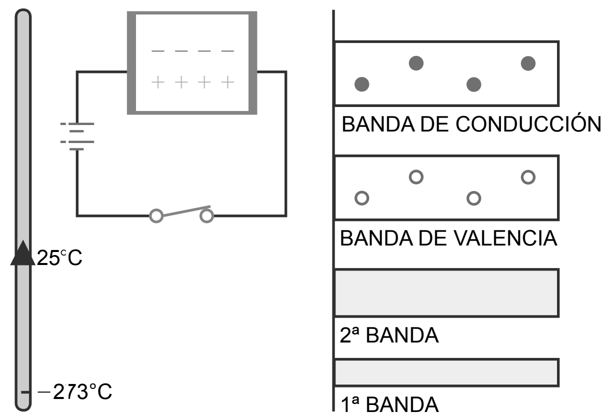


Figura 2.21 Semiconductor intrínseco y bandas de energía.

hay dos electrones que vean exactamente el mismo patrón de cargas circundantes. Debido a esto, el orbital de cada electrón es diferente; dicho de otro modo, el nivel de energía de cada electrón es distinto.

La Figura 2.21 muestra lo que ocurre en los niveles de energía. Todos los electrones del primer orbital tienen niveles de energía ligeramente diferentes, ya que nunca dos electrones ven exactamente el mismo entorno de cargas. Dado que hay miles de millones de electrones en el primer orbital, los distintos niveles de energía ligeramente diferentes forman un grupo o *banda* de energía. De forma similar, hay miles de millones de electrones en el segundo orbital, todos ellos con niveles de energía ligeramente distintos, que forman la segunda banda de energía, y así sucesivamente.

Además, como ya sabemos, la energía térmica produce unos pocos electrones libres y huecos. Los huecos permanecen en la banda de valencia, pero los electrones libres saltan a la banda de energía inmeditamente superior, que se denomina **banda de conducción**. Ésta es la razón por la que en la Figura 2.21 se muestra una banda de conducción con algunos electrones libres y una banda de valencia con algunos huecos. Cuando se cierra el interruptor, aparece una pequeña corriente en el semiconductor puro. Los electrones libres se mueven a través de la banda de conducción y los huecos a través de la banda de valencia.

INFORMACIÓN ÚTIL

Tanto en los semiconductores de tipo *n* como de tipo *p*, un incremento de la temperatura produce un incremento idéntico en el número de portadores de corriente minoritarios y mayoritarios.

Bandas de energía de tipo *n*

La Figura 2.22 muestra las bandas de energía de un semiconductor tipo *n*. Como era de esperar, los portadores mayoritarios son los electrones libres de la banda de conducción y los portadores minoritarios son los huecos de la banda de valencia. Cuando en el esquema de la Figura 2.22 se cierra el interruptor, los portadores mayoritarios fluyen hacia la izquierda y los portadores minoritarios hacia la derecha.

Bandas de energía de tipo *p*

La Figura 2.23 muestra las bandas de energía de un semiconductor tipo *p*, donde podemos ver una inversión en los papeles que juegan los portadores. Ahora, los portadores mayoritarios son los huecos de la banda de valencia y los portadores minoritarios son los electrones libres de la banda de conducción. Cuando en el esquema de la Figura 2.23 se cierra el interruptor, los portadores mayoritarios fluyen hacia la derecha y los portadores mayoritarios fluyen hacia la izquierda.

Figura 2.22 Semiconductor tipo *n* y sus bandas de energía.

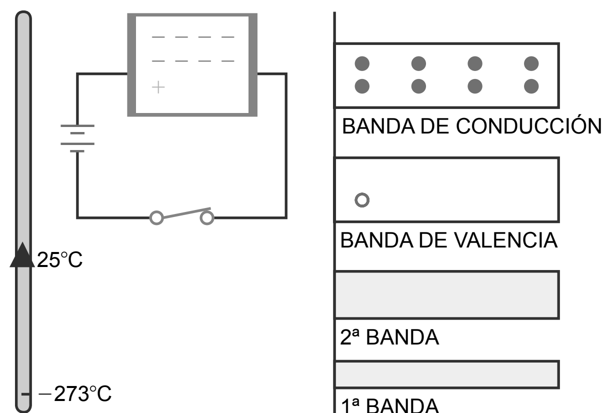
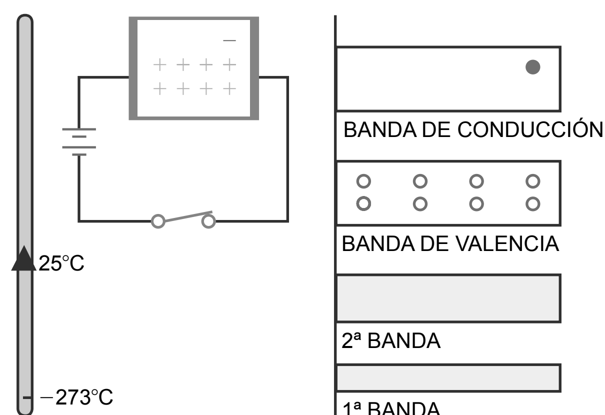


Figura 2.23 Semiconductor tipo *p* y sus bandas de energía.



2.13 La barrera de energía

Para poder comprender los tipos más avanzados de dispositivos semiconductor , necesitará saber cómo controlan los niveles de energía el funcionamiento de una unión *pn*.

Antes de la difusión

En una unión abrupta (una unión que cambia de repente del material *p* al *n*), ¿qué aspecto tendría su diagrama de energía? La Figura 2.24*a* muestra las bandas de energía antes de que los electrones se difundan a través de la unión. El lado *p* contiene muchos huecos en la banda de valencia y el lado *n* contiene muchos electrones en la banda de conducción. Pero, ¿por qué las bandas del lado *p* están ligeramente más altas que las bandas del lado *n*?

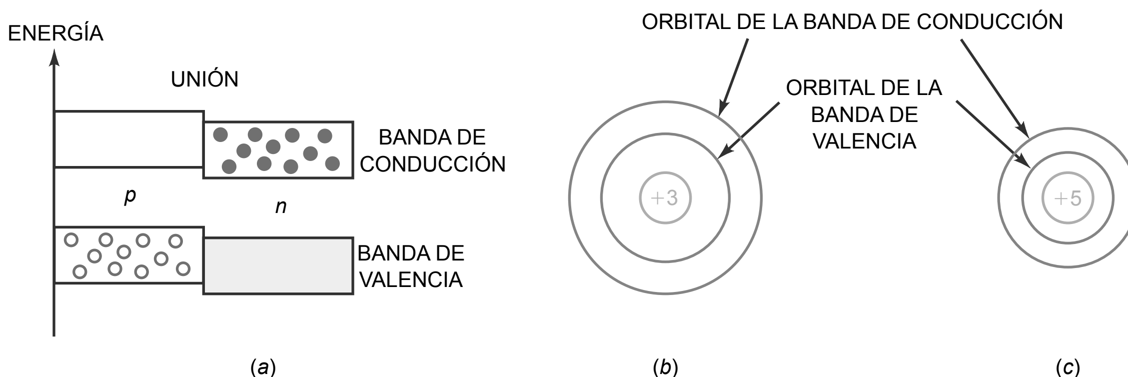
El lado *p* tiene átomos trivalentes con una carga en la parte interna de +3, como muestra la Figura 2.24*b*. Por otro lado, el lado *n* tiene átomos pentavalentes con una carga en la parte interna de +5 (Figura 2.24*c*). Una carga de +3 atrae menos a un electrón que una carga de +5. Por tanto, los orbitales de un átomo trivalente (lado *p*) son ligeramente más grandes que los de un átomo pentavalente (lado *n*). Ésta es la razón por la que las bandas del lado *p* de la Figura 2.24*a* están un poco más altas que las bandas del lado *n*.

Una unión abrupta como la de la Figura 2.24 *a* es una idealización, porque el lado *p* no puede terminar de repente justo donde comienza el lado *n*. Un diodo real sufre un cambio gradual de un material al otro. Por tanto, la Figura 2.25*a* es una diagrama de energías más realista de un diodo de unión.

En equilibrio

Cuando se fabrica un diodo, en principio, no tiene zona de deplexión (Figura 2.25 *a*). En esta situación, los electrones libres se difundirán a través de la unión. En términos de niveles de energía, esto significa que los electrones

Figura 2.24 (*a*) Bandas de energía de una unión abrupta antes de la difusión. (*b*) Un átomo de tipo *p* tiene sus orbitales más altos, es decir, un nivel de energía mayor. (*c*) Un átomo de tipo *n* tiene sus orbitales más pequeños, es decir, un nivel de energía menor.



próximos a la parte superior de la banda de conducción *n* atraviesan la unión, como se ha descrito anteriormente. Tan pronto como han atravesado la unión, un electrón libre se recombinará con un hueco. En otras palabras, el electrón caerá de la banda de conducción a la banda de valencia. Cuando esto ocurre, emite calor , luz y otras radiaciones. Esta recombinación no sólo crea la zona de deplexión, sino que también cambia los niveles de ener gía en la unión incrementando la diferencia entre los niveles de energía de las bandas del lado *p* y del lado *n*.

La Figura 2.25*b* muestra el diagrama de energías después de haberse creado la zona de deplexión. Las bandas del lado *p* se han desplazado hacia arriba con respecto a las bandas del lado *n*. Como se puede ver, la parte inferior de cada una de las bandas del lado *p* está al mismo nivel que la parte superior de la banda del lado *n* correspondiente. Esto quiere decir que los electrones del lado *n* ya no tienen la ener gía suficiente como para atravesar la unión. A continuación proporcionamos una explicación simplificada de por qué la banda *p* se desplaza arriba.

La Figura 2.25*c* muestra un orbital de la banda de conducción alrededor de un átomo trivalente antes de que tenga lugar la difusión. Cuando un electrón se difunde a través de la unión, cae en un hueco de un átomo trivalente (Figura 2.25*d*). Este electrón extra del orbital de valencia empujará al orbital de valencia alejándole del átomo trivalente, como muestra la Figura 2.25*d*. Por tanto, cualquier nuevo electrón que entre en este área necesitará más energía que antes para desplazarse a través del orbital de la banda de conducción. Dicho de otra manera, el aumento del orbital de la banda de conducción se traduce en un aumento del nivel de ener gía, lo que es equivalente a decir que, después de haberse creado la zona de deplexión, las bandas del lado *p* se han desplazado hacia arriba con respecto a las bandas del lado *n*.

En equilibrio, los electrones de la banda de conducción del lado *n* se mueven en orbitales que no son lo suficientemente grandes como para ajustarse a los orbitales del lado *p* (Figura 2.25*b*). En otras palabras, los electrones del lado *n* no tienen la suficiente energía para atravesar la unión. A un electrón que intentara difundirse a través de la unión, el camino que tendría que recorrer le parecería una barrera, una barrera de energía (véase la Figura 2.25*b*). El electrón no puede atravesar esta barerra a menos que reciba ener gía de una fuente externa. Esta fuente externa puede ser una fuente de tensión, aunque también podría ser calor, luz o cualquier otro tipo de radiación. No piense en la barrera de energía como en una barrera "física", sino como en el aumento del nivel de energía que tienen que adquirir los electrones de valencia antes de poder cruzar la zona de deplexión.

Figura 2.25 (*a*) Bandas de energía antes de la difusión. (*b*) Bandas de energía después de formada la zona de deplexión. (*c*) Un átomo de tipo *p* antes de la difusión tiene un orbital más pequeño. (*d*) Un átomo de tipo *p* después de la difusión tiene un orbital más grande, lo que equivale a un nivel de energía mayor.

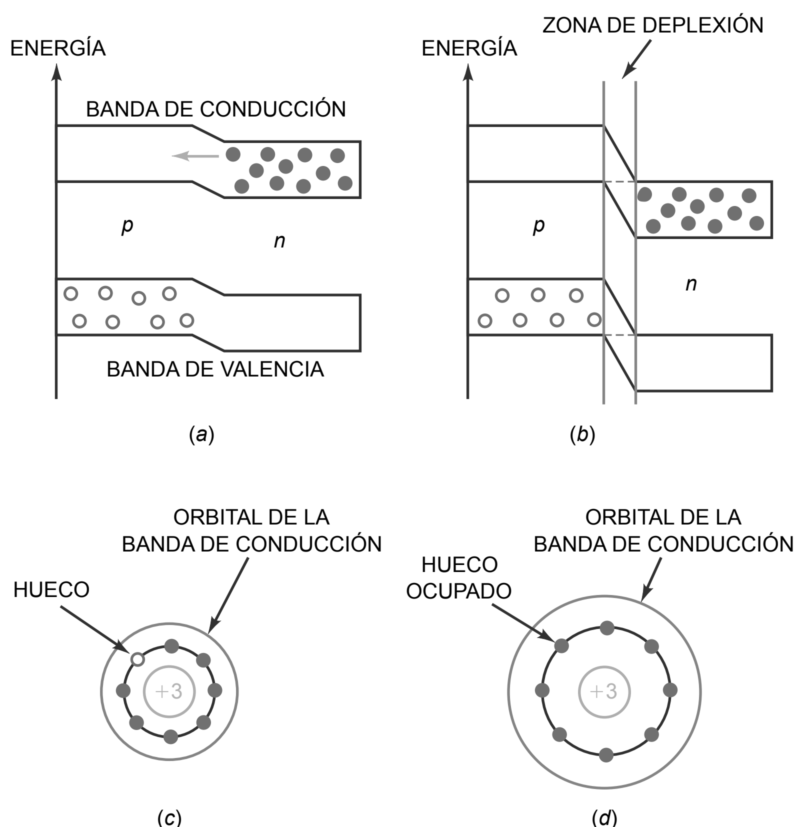
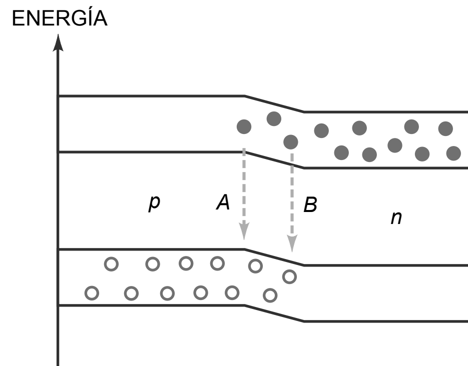


Figura 2.26 La polarización directa proporciona más energía a los electrones libres, lo que equivale a un mayor nivel de energía.



Polarización directa

La polarización directa disminuye la barrera de energía (véase la Figura 2.26). En otras palabras, la batería aumenta el nivel de energía de los electrones libres, lo que es equivalente a empujar hacia arriba a la banda *n*. Gracias a esto, los electrones libres tienen la energía suficiente para entrar en la región *p*. Nada más entrar en la región *p*, caen en los huecos (camino *A*). Como electrones de valencia, continúan moviéndose hacia el extremo izquierdo del cristal, lo que es equivalente a que los huecos se muevan hacia la unión.

Como se muestra en la Figura 2.26, algunos huecos penetran en la región *n*. En este caso, los electrones de la banda de conducción pueden seguir el camino de recombinación *B*. Independientemente de dónde tenga lugar la recombinación, el resultado es el mismo. Un flujo continuo de electrones libres se desplaza hacia la unión y cae en los huecos próximos a la unión. Los electrones capturados (ahora electrones de valencia) se mueven hacia la izquierda en un flujo continuo a través de los huecos de la región *p*. De esta forma, se obtiene un flujo continuo de electrones a través del diodo.

Puede ocurrir que, cuando los electrones libres caen de la banda de conducción a la banda de valencia, radien la energía que les sobra en forma calor y luz. En un diodo normal, la radiación tiene lugar en forma de calor, lo que no sirve para nada útil. Pero cuando se trata de un diodo LED, la radiación puede ser luz roja, verde, azul o naranja. Los diodos LED son ampliamente utilizados como indicadores visuales en instrumentos electrónicos, teclados de computadora y equipos de consumo.

2.14 Barrera de potencial y temperatura

La **temperatura de la unión** es la temperatura interna de un diodo, exactamente en la unión *pn*. La *temperatura ambiente* es otra cosa: es la temperatura del aire fuera del diodo, es decir, la temperatura del aire que rodea al diodo. Cuando el diodo conduce, la temperatura de la unión es mayor que la temperatura ambiente debido al calor producido por la recombinación.

La barrera de potencial depende de la temperatura de la unión. Un incremento de la temperatura de la unión crea más electrones libres y huecos en las regiones dopadas. Cuando estas cargas se difunden por la zona de deplexión, ésta se hace más estrecha, lo que quiere decir que hay *menos barrera de potencial para temperaturas de la unión más altas.*

Antes de continuar, necesitamos definir un símbolo:

$$\Delta = \text{la variación de} \tag{2.2}$$

La letra griega Δ (delta) quiere decir "la variación de". Por ejemplo, ΔV indica la variación de tensión y ΔT quiere decir la variación de temperatura. La relación $\Delta V/\Delta T$ indica la variación de la tensión dividida entre la variación de temperatura.

Ahora podemos establecer una regla para estimar la variación de la barrera de potencial. *La barrera de potencial de un diodo de silicio varía 2 mV por cada incremento de un grado Celsius.*

Como derivación, tenemos:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = -2 \text{ mV/°C} \tag{2.3}$$

Reordenando:

$$\Delta V = (-2 \text{ mV/°C}) \, \Delta T \qquad (2.4)$$

De este modo, podemos calcular la barrera de potencial para cualquier temperatura de la unión.

Ejemplo 2.5

Suponiendo una barrera de potencial de 0,7 V a una temperatura ambiente de 25°C, ¿Cuál es la barrera de potencial de un diodo de silicio cuando la temperatura de la unión es de 100°C? ¿Y a 0°C?

SOLUCIÓN Cuando la temperatura de la unión es 100°C, la variación de la barrera de potencial es:

$$\Delta V = (-2 \text{ mV/°C}) \, \Delta T = (-2 \text{ mV/°C})(100°\text{C} - 25°\text{C}) = -150 \text{ mV}$$

Esto nos dice que la barrera de potencial disminuye 150 mVrespecto de su valor a temperatura ambiente. Por tanto, es igual a:

$$V_B = 0{,}7 \text{ V} - 0{,}15 \text{ V} = 0{,}55 \text{ V}$$

Cuando la temperatura de la unión es de 0°C, la variación de la barrera de potencial es:

$$\Delta V = (-2 \text{ mV/°C}) \, \Delta T = (-2 \text{ mV/°C})(0°\text{C} - 25°\text{C}) = 50 \text{ mV}$$

Lo que nos dice que la barrera de potencial aumenta 50 mVrespecto de su valor a temperatura ambiente. Por tanto, es igual a:

$$V_B = 0{,}7 \text{ V} + 0{,}05 \text{ V} = 0{,}75 \text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 2.5 ¿Cuál será la barrera de potencial en el Ejemplo 2.5 cuando la temperatura de la unión sea de 50°C?

2.15 Diodo polarizado en inversa

Veamos unas pocas ideas más avanzadas sobre el diodo polarizado en inversa. Para empezar, la anchura de la zona de deplexión varía cuando varía la tensión inversa. Veamos lo que esto implica.

Corriente transitoria

Cuando la tensión inversa aumenta, los huecos y los electrones se alejan de la unión, dejando iones positivos y negativos tras ellos. Por tanto, la zona de deplexión se hace más ancha. Cuanto mayor es la polarización inversa, más ancha se hace la zona deplexión. Mientras la zona de deplexión se ajusta a su nueva anchura, una corriente fluye al circuito externo. Esta corriente transitoria se hace cero cuando la zona de deplexión deja de aumentar de tamaño.

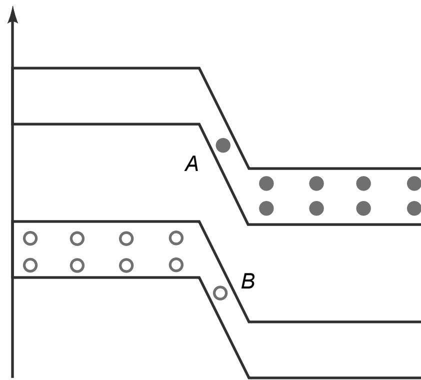
La cantidad de tiempo durante la que esta corriente transitoria fluye depende de la constante de tiempo *RC* del circuito externo. Normalmente, dura unos nanosegundos, por lo que los efectos de esta corriente transitoria pueden ignorarse para frecuencias por debajo de, aproximadamente, 10 MHz.

Corriente inversa de saturación

Como se ha dicho anteriormente, la polarización directa de un diodo hace que la banda *n* se eleve y permite que los electrones libres atraviesen la unión. La polarización inversa tiene el efecto contrario: hace que la zona de deplexión se ensanche y que la banda *n* descienda, como se muestra en la Figura 2.27.

Ceamos qué es la corriente inversa de saturación desde el punto de vista de la energía. Supongamos que la energía térmica crea un hueco y un electrón libre en la zona de deplexión, como se ve en la Figura 2.27.Ahora el electrón libre en *A* y el hueco en *B* pueden contribuir a la corriente. Debido a la polarización inversa, el electrón libre

Figura 2.27 La energía térmica genera electrones libres y huecos en el interior de la zona de deplexión.



se moverá hacia la derecha, empujando a un electrón hacia el extremo derecho del diodo. De forma similar , el hueco se moverá hacia la izquierda. Este hueco extra del lado *p* dejará entrar a un electrón en el extremo izquierdo del cristal.

Cuanto mayor es la temperatura de la unión, mayor es la corriente de saturación. Una aproximación útil que debe recordar es la siguiente: I_S se duplica por cada incremento de temperatura de 10°C. Como derivación tenemos,

$$\textbf{Porcentaje } \Delta I_S = 100\% \textbf{ por cada } 10°C \textbf{ de incremento} \quad (2.5)$$

Dicho con palabras, la variación en la corriente de saturación es del 100 por cien por cada incremento de 10°C de la temperatura. Si las variaciones de temperatura son menores que 10°C, se puede emplear esta regla equivalente:

$$\textbf{Porcentaje } \Delta I_S = 7\% \textbf{ por } °C \quad (2.6)$$

Con palabras, la variación en la corriente de saturación es del 7 por ciento por cada incremento de un grado Celsius. Esta solución del 7 por ciento es una buena aproximación de la regla de los 10°.

Silicio y germanio

En un átomo de silicio, la distancia entre la banda de valencia y la banda de conducción se denomina *banda prohibida*. Cuando la energía términa produce electrones libres y huecos, tiene que proporcionar a los electrones de valencia la energía suficiente para saltar a la banda de conducción. Cuanto mayor es la banda prohibida, más difícil es que la ener gía térmica genere pares electrón-hueco. Afortunadamente, el silicio tiene una banda prohibida grande, lo que significa que la energía térmica no puede generar muchos pares electrón-hueco a temperaturas normales.

En un átomo de germanio, la banda de valencia está mucho más cerca de la banda de conducción. Es decir, el germanio tiene una banda prohibida mucho más pequeña que el silicio. Por ello, la energía térmica genera muchos más pares electrón-hueco en los dipositivos de germanio. Éste es el fallo fatal que hemos mencionado anteriormente. La excesiva corriente inversa de los dispositivos de germanio les excluye de su uso generalizado en las computadoras modernas, la electrónica de consumo y los circuitos para comunicaciones.

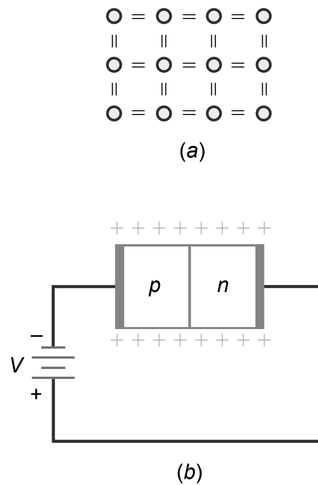
Corriente superficial de fugas

En la Sección 2.10 hemos mencionado brevemente la corriente superficial de fugas. Recuerde que es una corriente inversa que fluye por la superficie del cristal. Veamos ahora una explicación de por qué existe esta corriente. Imagine que los átomos de las partes superior e inferior de la Figura 2.28 *a* se encuentran sobre la superficie del cristal. Puesto que estos átomos no tienen vecinos, sólo tienen seis electrones en el orbital de valencia, lo que implica dos huecos en cada una de las superficies del átomo. Luego podemos ver que la superficie del cristal es como un semiconductor de tipo *p*. Por esta razón, los electrones pueden entrar por el extremo izquierdo del cristal, atravesar los huecos de la superficie y salir por el extremo derecho del cristal. De este modo, se crea una pequeña corriente inversa a lo largo de la superficie.

La corriente superficial de fugas es directamente proporcional a la tensión inversa. Por ejemplo, si se duplica la tensión inversa, la corriente superficial de fugas I_{SL} se duplica. Podemos definir la resistencia superficial de fugas del siguiente modo:

$$R_{SL} = \frac{V_R}{I_{SL}} \quad (2.7)$$

Figura 2.28 (*a*) Los átomos que se encuentran en la superficie del cristal no tienen vecinos. (*b*) La superficie del cristal tiene huecos.



Ejemplo 2.6

Un diodo de silicio tiene una corriente de saturación de 5 nAa 25°C. ¿Cuál será la corriente de saturación a 100°C?

SOLUCIÓN La variación de temperatura es:

$$\Delta T = 100°C - 25°C = 75°C$$

Con la Ecuación (2.5), vemos que la corriente se duplica siete veces entre 25°C y 95°C:

$$I_S = (2^7)(5 \text{ nA}) = 640 \text{ nA}$$

Con la Ecuación (2.6), vemos que hay 5° adicionales entre 95°C 100°C:

$$I_S = (1{,}07^5)(640 \text{ nA}) = 898 \text{ nA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 2.6 Utilizando el mismo diodo que en el Ejemplo 2.6, ¿cuál será la corriente de saturación a 80°C?

Ejemplo 2.7

Si la corriente superficial de fugas es de 2 nA para una tensión inversa de 25 V, ¿cuál será la corriente superficial de fugas para una tensión inversa de 35 V?

SOLUCIÓN Hay dos formas de resolver este problema. La primera consiste en calcular la resistencia superficial de fugas:

$$R_{SL} = \frac{25 \text{ V}}{2 \text{ nA}} = 12{,}5(10^9)\ \Omega$$

A continuación, se calcula la corriente superficial de fugas para 35 V como sigue:

$$I_{SL} = \frac{35 \text{ V}}{12{,}5(10^9)\ \Omega} = 2{,}8 \text{ nA}$$

El segundo método es el siguiente. Dado que la corriente superficial de fugas es directamente proporcional a la tensión inversa, tenemos:

$$I_{SL} = \frac{35\ \text{V}}{25\ \text{V}}\, 2\ \text{nA} = 2{,}8\ \text{nA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 2.7 En el Ejemplo 2.7, ¿cuál es la corriente superficial de fugas para una tensión inversa de 100 V?

Resumen

SEC. 2.1 CONDUCTORES

Un átomo de cobre neutro sólo tiene un electrón en su orbital más externo. Puesto que tiene un único electrón puede separarse fácilmente del átomo, y se le denomina *electrón libre*. El cobre es buen conductor porque incluso la tensión más pequeña hace que los electrones libres fluyan de un átomo al siguiente.

SEC. 2.2 SEMICONDUCTORES

El silicio es el material semiconductor más ampliamente utilizado. Un átomo aislado de silicio tiene cuatro electrones en su orbital de valencia, el más externo. El número de electrones en el orbital de valencia es la clave de la conductividad. Los conductores tienen un electrón de valencia, los semiconductores tienen cuatro electrones de valencia y los aislantes tienen ocho electrones de valencia.

SEC. 2.3 CRISTALES DE SILICIO

Cada átomo de silicio de un cristal tiene sus cuatro electrones de valencia más otros cuatro electrones que comparte con los átomos vecinos. A temperatura ambiente, un cristal de silicio puro sólo tiene unos pocos electrones libres y huecos generados por la energía térmica. La cantidad de tiempo transcurrida entre la creación y la recombinación de un electrón libre y un hueco se denomina *tiempo de vida.*

SEC. 2.4 SEMICONDUCTORES INTRÍNSECOS

Un semiconductor intrínseco es un semiconductor puro, cuando se le aplica una tensión externa, los electrones libres fluyen hacia el terminal positivo de la batería y los huecos hacia el terminal negativo de la batería.

SEC. 2.5 DOS TIPOS DE FLUJO

En un semiconductor intrínseco existen dos tipos de flujo de portadores: el flujo de los electrones libres a través de los orbitales más grandes (banda de conducción) y el flujo de los huecos a través de los orbitales más pequeños (la banda de valencia).

SEC. 2.6 DOPAJE DE UN SEMICONDUCTOR

Con el dopaje se aumenta la conductividad de un semiconductor. Un semiconductor dopado se denomina *semiconductor extrínseco.* Cuando un semiconductor intrínseco se dopa con átomos pentavalentes (donantes), tiene más electrones libres que huecos. Cuando un semiconductor intrínseco se dopa con átomos trivalentes (aceptores), tiene más huecos que electrones.

SEC. 2.7 DOS TIPOS DE SEMICONDUCTORES EXTRÍNSECOS

En un semiconductor de tipo *n,* los electrones libres son los portadores mayoritarios y los huecos son los portadores minoritarios. En un semiconductor de tipo *p,* los huecos son los portadores mayoritarios y los electrones libres son los portadores monoritarios.

SEC. 2.8 EL DIODO NO POLARIZADO

Un diodo no polarizado tiene una zona de deplexión en la unión *pn*. Los iones de la zona de deplexión producen una barrera de potencial. A temperatura ambiente, esta barrera de potencial es de aproximadamente 0,7 V para un diodo de silicio y de 0,3 V para un diodo de germanio.

SEC. 2.9 POLARIZACIÓN DIRECTA

Cuando una tensión externa se opone a la barrera de potencial, el diodo se polariza en directa. Si la tensión aplicada es mayor que la barrera de potencial, la corriente es grande. Es decir, la corriente fluye fácilmente en un diodo polarizado en directa.

SEC. 2.10 POLARIZACIÓN INVERSA

Cuando se añade una tensión externa a la barrera de potencial, el diodo se polariza en inversa. Cuando la tensión inversa aumenta, la zona de deplexión se hace más ancha. La corriente es aproximadamente cero.

SEC. 2-11 DISRUPCIÓN

Demasiada tensión inversa producirá bien el efecto de avalancha o el efecto zener, en cuyo caso, una corriente de disrupción grande puede destruir el diodo. En general, los diodos nunca operan en la región de disrupción. La única excepción es el diodo zener, un diodo de propósito especial que se tratará en un capítulo posterior.

SEC. 2.12 NIVELES DE ENERGÍA

Cuanto más grande es el orbital, mayor es el nivel de energía de un electrón. Si una fuerza externa hace que el electrón pase a un nivel de energía mayor, éste emitirá algún tipo de energía cuando caiga de nuevo en su orbital de origen.

SEC. 2.13 LA BARRERA DE ENERGÍA

La barrera de potencial de un diodo es similar a una banda prohibida. Los electrones que intentan atravesar la unión necesitan la suficiente energía como para saltar esa barrera. Una fuente de tensión externa que polarice en directa al diodo da a los

electrones la energía necesaria para atravesar la zona de deplexión.

SEC. 2.14 BARRERA DE POTENCIAL Y TEMPERATURA

Cuando la temperatura de la unión aumenta, la zona de deplexión se hace más estrecha y la barrera de potencial disminuirá aproximadamente 2 mV por cada grado Celsius de incremento.

SEC. 2.15 DIODO POLARIZADO EN INVERSA

En un diodo existen tres componentes de corriente inversa: la corriente transitoria que se produce cuando la tensión inversa varía; la corriente de los portadores minoritarios, también denominada *corriente de saturación* porque es independiente de la tensión inversa. Y la tercera y última, la corriente superficial de fugas, que aumenta cuando aumenta la tensión inversa.

Definiciones

(2.2) $\Delta =$ la variación de

(2.7) $R_{SL} = \dfrac{V_R}{I_{SL}}$

Leyes

(2-1) Saturación de valencia: $n = 8$

Dreivaciones

(2.3) $\dfrac{\Delta V}{\Delta T} = -2$ mV/°C

(2.4) $\Delta V = (-2$ mV/°C$)\ \Delta T$

(2.5) Porcentaje $\Delta I_S = 100\%$ por cada 10°C de incremento

(2.6) Porcentaje $\Delta I_S = 7\%$ por°C

Cuestiones

1. **¿Cuántos protones contiene el núcleo de un átomo de cobre?**
   a. 1
   b. 4
   c. 18
   d. 29
2. **La carga neta de un átomo de cobre neutro es**
   a. 0
   b. +1
   c. −1
   d. +4
3. **Suponiendo que se elimina el electrón de valencia de un átomo de cobre. La carga neta del átomo será**
   a. 0
   b. +1
   c. −1
   d. +4
4. **¿Qué tipo de atracción experimenta el electrón de valencia de un átomo de cobre hacia el núcleo?**
   a. ninguna
   b. débil
   c. fuerte
   d. imposible saberlo
5. **¿Cuántos electrones de valencia tiene un átomo de silicio?**
   a. 0
   b. 1
   c. 2
   d. 4
6. **¿Cuál es el semiconductor cuyo uso está más extendido?**
   a. Cobre
   b. Germanio
   c. Silicio
   d. Ninguno de los anteriores
7. **¿Cuántos protones contiene el núcleo de un átomo de silicio?**
   a. 4
   b. 14
   c. 29
   d. 32
8. **Los átomos de silicio se combinan formando un patrón ordenado denominado**
   a. enlace covalente
   b. cristal
   c. semiconductor
   d. orbital de valencia
9. **Un semiconductor intrínseco tiene algunos huecos a temperatura ambiente. ¿Qué causa estos huecos?**
   a. dopaje
   b. electrones libres
   c. energía térmica
   d. electrones de valencia
10. **Cuando un electrén se mueve a un órbital de nivel mayor, su nivel de energía con respecto al núcleo**
   a. aumenta
   b. disminuye
   c. permanece igual
   d. depende del tipo de átomo
11. **La unión de un electrón libre y de un hueco se denomina**
   a. enlace covalente
   b. tiempo de vida
   c. recombinación
   d. energía térmica
12. **A temperatura ambiente, un cristal de silicio intrínseco se comporta de manera similar a**
   a. una batería
   b. un conductor
   c. un aislante

d. un fragmento de cable de cobre

13. El tiempo transcurrido entre la creación de un hueco y su desaparición se denomina

a. dopaje
b. tiempo de vida
c. recombinación
d. valencia

14. El electrón de valencia de un conductor también se puede llamar

a. electrón de enlace
b. electrón libre
c. núcleo
d. protón

15. ¿Cuántos tipos de flujo tiene un conductor?

a. 1
b. 2
c. 3
d. 4

16. ¿Cuántos tipos de flujo tiene un semiconductor?

a. 1
b. 2
c. 3
d. 4

17. Cuando se aplica una tensión a un semiconductor, los huecos fluyen

a. alejándose del potencial negativo
b. hacia el potencial positivo
c. en el circuito externo
d. Ninguna de las anteriores

18. En un material semiconductor, el orbital de valencia se satura cuando contiene

a. 1 electrón
b. Los mismos iones (+) y (−)
c. 4 electrones
d. 8 electrones

19. En un semiconductor intrínseco, el número de huecos es

a. igual al número de electrones libres
b. mayor que el número de electrones libres
c. menor que el número de electrones libres
d. Ninguna de las anteriores

20. La temperatura de cero absoluto es igual a

a. −273°C
b. 0°C
c. 25°C
d. 50°C

21. A la temperatura de cero absoluto, un semiconductor intrínseco tiene

a. pocos electrones libres
b. muchos huecos
c. muchos electrones libres
d. ni huecos ni electrones libres

22. A temperatura ambiente, un semiconductor intrínseco tiene

a. unos pocos electrones libres y huecos
b. muchos huecos
c. muchos electrones libres
d. ningún hueco

23. El número de electrones libres y huecos en un semiconductor intrínseco disminuye cuando la temperatura

a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. Ninguna de las anteriores

24. El flujo de los electrones de valencia hacia la derecha indica que los huecos se mueven hacia

a. la izquierda
b. la derecha
c. cualquier lado
d. Ninguna de las anteriores

25. Los huecos son como

a. átomos
b. cristales
c. cargas negativas
d. cargas positivas

26. ¿Cuántos electrones de valencia tienen los átomos trivalentes?

a. 1
b. 3
c. 4
d. 5

27. ¿Cuántos electrones de valencia tiene un átomo aceptor?

a. 1
b. 3
c. 4
d. 5

28. Para producir un semiconductor de tipo *n*, ¿qué utilizaría?

a. Átomos aceptores
b. Átomos donantes
c. Impurezas pentavalentes
d. Silicio

29. ¿En qué tipo de semiconductor los portadores minoritarios son electrones?

a. extrínseco
b. intrínseco
c. tipo *n*
d. tipo *p*

30. ¿Cuántos electrones libres contiene un semiconductor de tipo *p*?

a. Muchos
b. Ninguno
c. Sólo los producidos por la energía térmica
d. Los mismos que huecos

31. La plata es el mejor conductor. ¿Cuántos electrones de valencia cree que tiene?

a. 1
b. 4
c. 18
d. 29

32. Suponiendo que un semiconductor intrínseco tiene 1000 de millones de electrones libres a temperatura ambiente, si la temperatura disminuye a 0°C, ¿cuántos huecos tendrá?

a. Menos de 1000 millones
b. 1000 millones
c. Más de 1000 millones
d. Imposible decirlo

33. Se aplica una fuente de tensión externa a un semiconductor de tipo *p*. Si el extermo izquierdo del cristal es positivo, ¿cómo fluyen los portadores mayoritarios?

a. Hacia la izquierda
b. Hacia la derecha
c. No fluyen
d. Imposible decirlo

34. ¿Cuál de las siguientes respuestas no se ajusta al grupo?

a. Conductor
b. Semiconductor
c. Cuatro electrones de valencia
d. Estructura de cristal

35. ¿Cuál de las temperaturas siguientes es aproximadamente igual a la temperatura ambiente?

a. 0°C
b. 25°C
c. 50°C
d. 75°C

36. ¿Cuántos electrones hay en el orbital de valencia de un átomo de silicio que está dentro de un cristal?

a. 1
b. 4
c. 8
d. 14

37. Los iones negativos son átomos que han

a. ganado un protón
b. perdido un protón
c. ganado un electrón
d. perdido un electrón

38. ¿Cuál de los siguientes términos describe a un semiconductor de tipo *n*?

a. Neutro
b. Positivamente cargado
c. Negativamente cargado
d. Tiene muchos huecos

39. Un semiconductor de tipo *p* contiene huecos y

a. iones positivos
b. iones negativos
c. átomos pentavalentes
d. átomos donantes

40. ¿Cuál de los siguientes términos describe a un semiconductor de tipo *p*?

a. Neutro
b. Positivamente cargado
c. Negativamente cargado
d. Tiene muchos electrones libres

41. Comparada con un diodo de germanio, la corriente inversa de saturación de un diodo de silicio es

a. igual a altas temperaturas
b. menor
c. igual a bajas temperaturas
d. mayor

42. ¿Qué es lo que genera la zona de deplexión?

a. Dopaje
b. Recombinación
c. Barrera de potencial
d. Iones

43. ¿Cuál es la barrera de potencial de un diodo de silicio a temperatura ambiente?

a. 0,3 V
b. 0,7 V
c. 1 V
d. 2 mV por grado Celsius

44. Al comparar las bandas prohibidas de los átomos de germanio y de silicio, un átomo de silicio tiene una banda prohibida

a. aproximadamente igual
b. menor
c. mayor
d. impredecible

45. Normalmente, en un diodo de silicio, la corriente inversa

a. es muy pequeña
b. es muy grande
c. es igual a cero
d. está en la región de disrupción

46. Manteniendo la temperatura constante, la tensión de polarización inversa de un diodo de silicio aumenta. La corriente de saturación del diodo

a. aumentará
b. disminuirá
c. permanecerá constante
d. será igual a la corriente superficial de fugas

47. La tensión a la que se produce el efecto de avalancha se denomina

a. barrera de potencial
b. zona de deplexión
c. tensión de codo
d. tensión de disrupción

48. La barrera de energía de la unión de un diodo *pn* disminuirá cuando el diodo

a. esté polarizado en directa
b. se fabrique
c. esté polarizado en inversa
d. no conduzca

49. Cuando la tensión inversa disminuye de 10 a 5 V, la zona de deplexión

a. se hace más pequeña
b. se hace más grande
c. no se ve afectada
d. entra en disrupción

50. Cuando un diodo está polarizado en directa, la recombinación de electrones libres y huecos puede producir

a. calor
b. luz
c. radiación
d. Todas las anteriores

51. Una tensión inversa de 10 V cae en un diodo. ¿Cuál es la tensión existente en la zona de deplexión?

a. 0 V
b. 0,7 V
c. 10 V
d. Ninguna de las anteriores

52. La banda prohibida de un átomo de silicio es la distancia entre la banda de valencia y

a. el núcleo
b. la banda de conducción
c. la parte interna del átomo
d. los iones positivos

53. La corriente inversa de saturación se duplica cuando la temperatura de la unión aumenta

a. 1°C
b. 2°C
c. 4°C
d. 10°C

54. La corriente superficial de fugas se duplica cuando la tensión inversa aumenta

a. un 7%
b. un 100%
c. un 200%
d. 2 mV

Problemas

2.1 ¿Cuál es la carga neta de un átomo de cobre si gana dos electrones?

2.2 ¿Cuál es la carga neta de un átomo de silicio si gana dos electrones de valencia?

2-3 Clasificar cada uno de los siguientes elementos como conductor o semiconductor:

a. Germanio b. Plata c. Silicio d. Oro

2.4 Si un cristal de silicio puro tiene en su interior 500.000 huecos, ¿Cuántos electrones libres tendrá?

2.5 Un diodo está polarizado en directa. Si la corriente es de 5 mA en el lado *n*, ¿cuál será cada una de las siguientes corrientes?

a. en el lado *p*
b. en los cables de conexión al exterior
c. en la unión

2.6 Clasifique cada uno de los siguientes elementos como semiconductor de tipo *n* o de tipo *p*:

a. Dopado con átomos aceptores
b. Cristal con impurezas pentavalentes
c. Portadores mayoritarios y huecos
d. Átomos donantes añadidos a un cristal
e. Portadores minoritarios y electrones libres

2.7 Un diseñador va a emplear un diodo de silicio en un rango de temperatura comprendido entre 0° y 75°C. ¿Cuáles serán los valores mínimo y máximo de la barrera de potencial?

2.8 Si un diodo de silicio tiene una corriente de saturación de 10 nA en un rango de 25° a 75°C, ¿cuáles serán los valores mínimo y máximo de la corriente de saturación?

2.9 Un diodo tiene una corriente superficial de fugas de 10 nA cuando la tensión inversa es 10 V. ¿Cuál será la corriente superficial de fugas si la tensión inversa se aumenta a 100 V?

Pensamiento crítico

2.10 Un diodo de silicio tiene una corriente inversa de 5 μA a 25°C y de 100 μA a 100°C. ¿Cuáles son los valores de la corriente de saturación y de la corriente superficial de fugas a 25°C?

2.11 Los dispositivos con uniones *pn* se emplean para fabricar computadoras. La velocidad de las computadoras depende de la rapidez con que un díodo pueda activarse y desactivarse. Basándose en lo que sabe sobre la polarización inversa, ¿qué se puede hacer para que una computadora funcione más rápido?

Cuestiones de entrevista de trabajo

Un equipo de expertos en electrónica han formulado estas preguntas. En la mayoría de los casos, el texto proporciona suficiente información para poder responder a todas las preguntas, aunque es posible que en alguna ocasión se encuentre con algún término que no le sea familiar. En dicho caso, busque el término en un diccionario técnico. También puede haberse incluido alguna pregunta que no se haya cubierto en el texto, situación en la que podrá recurrir a consultar algunos otros textos en una biblioteca.

1. Dígame por qué el cobre es un buen conductor de la electricidad.
2. ¿En qué se diferencia un semiconductor de un conductor? Incluya esquemas en su explicación.
3. Hábleme sobre los huecos y en qué se diferencian de los electrones libres. Incluya algunos esquemas.
4. Coménteme la idea básica del dopaje de semiconductores. Me gustaría que hiciera algunos esquemas para apoyar su exposición.
5. Demuestre, mediante dibujos y explicaciones, por qué existe corriente en un diodo polarizado en directa.
6. Dígame por qué existe una corriente muy pequeña en un diodo polarizado en inversa.
7. Un diodo semiconductor polarizado en inversa entrará en disrupción bajo determinadas condiciones. Deseo que me describa en detalle el fenómeno de avalancha, de manera que yo pueda comprenderlo.
8. Deseo saber por qué un diodo LED emite luz. Hábleme sobre ello.
9. ¿Hay flujo de huecos en un conductor? ¿Por qué? ¿Qué les ocurre a los huecos cuando llegan al extremo del semiconductor?
10. ¿Qué es la corriente superficial de fugas?
11. ¿Por qué, en un diodo, es importante la recombinación?
12. ¿En qué difiere el silicio extrínseco del silicio intrínseco y por qué es tan importante esta diferencia?
13. Describa con sus propias palabras lo que ocurre en una unión *pn* cuando se crea. Su exposición debe incluir información sobre la formación de la zona de deplexión.
14. En un diodo de unión *pn*, ¿cuáles son los portadores que se mueven? ¿los huecos o los electrones libres?

Respuestas al autotest

1. d	**2.** a	**3.** b	**4.** b	**5.** d	**6.** c	**7.** b	**8.** b	**9.** c	**10.** a	**11.** c	**12.** c
13. b	**14.** b	**15.** a	**16.** b	**17.** d	**18.** d	**19.** a	**20.** a	**21.** d	**22.** a	**23.** a	**24.** a
25. d	**26.** b	**27.** b	**28.** b	**29.** d	**30.** c	**31.** a	**32.** a	**33.** b	**34.** a	**35.** b	**36.** c
37. c	**38.** a	**39.** b	**40.** a	**41.** b	**42.** b	**43.** b	**44.** c	**45.** a	**46.** c	**47.** d	**48.** a
49. a	**50.** d	**51.** c	**52.** b	**53.** d	**54.** b						

Respuestas a los problemas prácticos

2.4 Aproximadamente 5 millones de huecos **2.5** $V_B = 0{,}65$ V **2.6** $I_S = 224$ nA **2.7** $I_{SL} = 8$ nA

Capítulo 3

Teoría de diodos

Este capítulo continúa con el estudio de los diodos. Después de estudiar la curva del diodo, nos centraremos en las aproximaciones que se pueden aplicar al diodo. Necesitamos dichas aproximaciones porque el análisis exacto es muy tedioso y lleva bastante tiempo en la mayoría de las situaciones. Por ejemplo, normalmente, para la detección de averías la aproximación ideal es la adecuada, y la segunda aproximación proporciona soluciones rápidas y fáciles en muchos casos. Yendo un poco más lejos, podemos usar una tercera aproximación para obtener mayor precisión, o una solución por computadora para casi todas las respuestas exactas.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Dibujar el símbolo de un diodo diferenciando el ánodo del cátodo.
- Dibujar la curva característica del diodo, describiendo todas las partes y puntos más significativos.
- Describir el diodo ideal.
- Explicar la segunda aproximación.
- Explicar la tercera aproximación.
- Enumerar los cuatro parámetros característicos de un diodo estudiando su hoja de características.
- Describir cómo probar un diodo utilizando un multímetro digital y un voltímetro.

Contenido del capítulo

Vocabulario

análisis de arriba-abajo
ánodo
cátodo
corriente directa máxima
diodo ideal
dispositivo lineal
dispositivo no lineal
línea de carga
limitación de potencia
resistencia interna
resistencia óhmica
tensión umbral

3.1 Ideas básicas

Una resistencia ordinaria es un **dispositivo lineal** porque la gráfica de su corriente en función de su tensión es una línea recta. Un diodo es diferente, es un **dispositivo no lineal** porque la gráfica de la corriente en función de la tensión no es una línea recta. La razón es la barrera de potencial: cuando la tensión del diodo es menor que la barrera de potencial, la corriente del diodo es pequeña; si la tensión del diodo supera esta barrera de potencial, la corriente del diodo aumenta rápidamente.

Símbolo esquemático y tipos de encapsulado

La Figura 3.1*a* representa el símbolo esquemático de un diodo. El lado *p* se llama **ánodo** y el lado *n* es el **cátodo**. El símbolo del diodo es similar a una flecha que apunta del lado *p* al lado *n*, es decir, del ánodo al cátodo. La Figura 3.1*b* muestra algunas de las muchas formas de representar un diodo típico, aunque no todas las que existen. En los diodos el cátodo (K) se identifica mediante una banda de color.

Circuito básico del diodo

En la Figura 3.1b se muestra un circuito con un diodo. En este circuito, el diodo está polarizado en directa. ¿Cómo lo sabemos? Porque el terminal positivo de la batería está conectado al lado *p* del diodo a través de una resistencia, y el terminal negativo está conectado al lado *n*. Con esta conexión, el circuito está tratando de empujar huecos y electrones libres hacia la unión

En circuitos más complicados puede ser difícil establecer si el diodo está o no polarizado en directa. Para averiguarlo podemos preguntarnos: ¿está el circuito externo tratando de empujar la corriente en la *dirección de flujo con menor resistencia*? En caso afirmativo, el diodo está polarizado en directa

¿Cuál es la dirección de flujo con menor resistencia? Si se está usando la dirección de la corriente convencional, la dirección con menor resistencia es la misma que la que indica la flecha del diodo. Si se prefiere pensar en el flujo de electrones, la dirección de menor resistencia es en el sentido contrario.

Cuando el diodo forma parte de un circuito complicado también puede utilizarse el teorema de Thevenin para determinar si está polarizado en directa. Por ejemplo, suponiendo que se ha simplificado un circuito complejo con el teorema de Thevenin para obtener el circuito de la Figura 3.1*c*, sabremos que el diodo está polarizado en directa.

La región directa

La Figura 3.1*c* muestra un circuito que puede montarse en el laboratorio. Tras conectarlo, es posible medir la tensión y la corriente en el diodo. También se puede invertir la polaridad de la fuente de tensión continua y medir la corriente y la tensión del diodo polarizado en inversa. Si se representa la corriente a través del diodo en función de la tensión del diodo, se obtendrá una gráfica parecida a la de la Figura 3.2.

Éste es un resumen visual de las ideas expuestas en el capítulo anterior. Por ejemplo, cuando el diodo está polarizado en directa, no hay una corriente significativa hasta que la tensión en el diodo es superior a la barrera de potencial. Por otro lado, cuando el diodo está polarizado en inversa, casi no hay corriente inversa hasta que la tensión del diodo alcanza la tensión de disrupción. Entonces, el efecto de avalancha produce una corriente inversa grande que destruye al diodo.

Tensión umbral

En la región directa, la tensión a partir de la cual la corriente empieza a incrementarse rápidamente se denomina **tensión umbral** del diodo, que es igual a la barrera de potencial. El análisis de circuitos con diodos se dirige normalmente a determinar si la tensión del diodo es mayor o menor que la tensión umbral. Si es mayor, el diodo conduce fácilmente; si es menor, lo hace pobremente. Definimos la tensión umbral de un diodo de silicio de la siguiente forma:

$$V_K \approx 0{,}7 \text{ V} \tag{3.1}$$

(*Nota:* El símbolo ≈ significa "aproximadamente igual a".)

Aunque los diodos de germanio raramente se emplean en diseños nuevos, se pueden encontrar todavía en circuitos especiales o en equipos antiguos. Por esta razón, conviene recordar que la tensión umbral de un diodo germanio es, aproximadamente, de 0,3V. Esta tensión umbral más pequeña es una ventaja y obliga a considerar el uso del diodo de germanio en ciertas aplicaciones.

Figura 3.1 Diodo. (*a*) Símbolo esquemático. (*b*) Tipos de encapsulados. (*c*) Polarización directa.

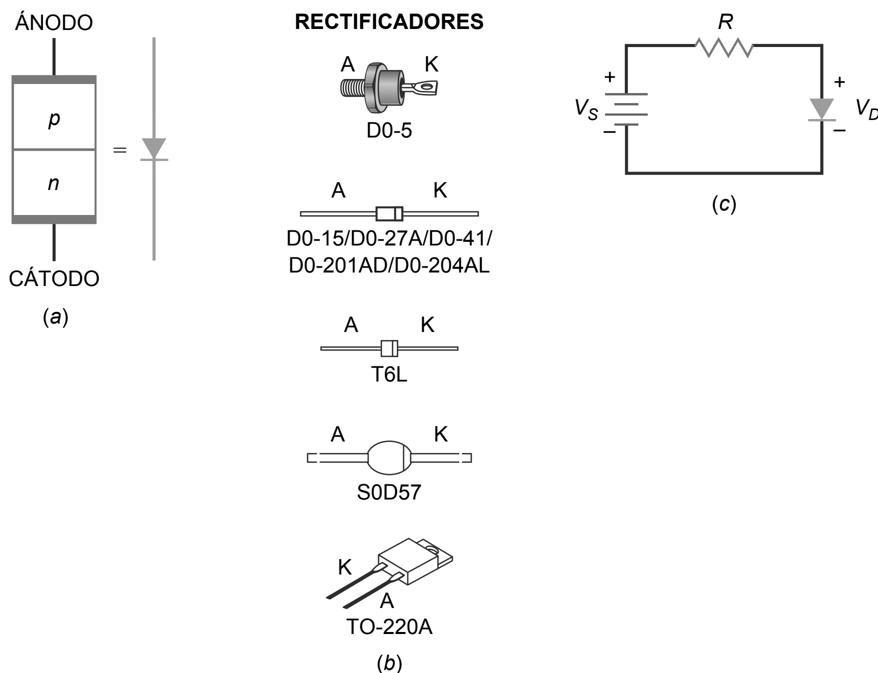
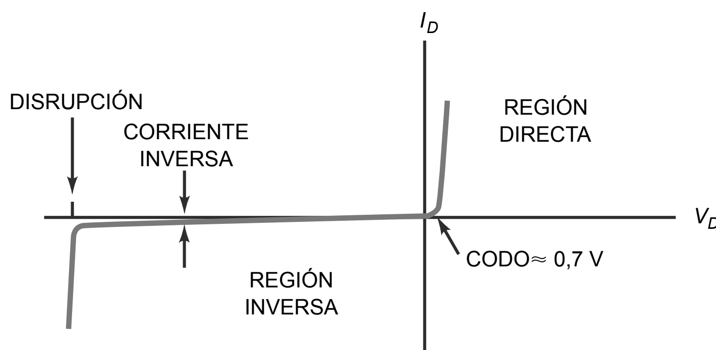


Figura 3.2 Curva del diodo.



Resistencia interna

Para tensiones mayores que la tensión umbral (o tensión de codo), la corriente del diodo crece rápidamente, lo que quiere decir que aumentos pequeños en la tensión del diodo originarán grandes incrementos en su corriente. La causa es la siguiente: después de superada la barrera de potencial, lo único que se opone a la corriente es la **resistencia óhmica** de las zonas *p* y *n*. En otras palabras, si las zonas *p* y *n* fueran dos piezas separadas de semiconductor, cada una tendría una resistencia que se podría medir con un óhmetro, igual que una resistencia ordinaria.

La suma de estas resistencias óhmicas se denomina **resistencia interna** del diodo, y se define como sigue:

$$R_B = R_P + R_N \quad (3.2)$$

El valor de la resistencia global depende del tamaño de las regiones *p* y *n*, y de cómo estén de dopadas. A menudo, la resistencia global es menor que 1 Ω.

Corriente continua máxima con polarización directa

Si la corriente en un diodo es demasiado grande, el calor excesivo destruirá el diodo; por esta razón, la hoja de características que proporcionan los fabricantes especifica la corriente máxima que un diodo puede soportar sin peligro de acortar su vida o degradar sus características de operación.

La **corriente máxima en directa** es uno de los valores que se especifican en una hoja de características. Esta corriente puede aparecer como $I_{máx}$, $I_{F(máx)}$, I_O, etc., dependiendo del fabricante. Por ejemplo, un 1N456 tiene una corriente máxima en directa de 135mA. Este dato significa que puede manejar con seguridad una corriente continua con polarización directa igual a 135 mA.

Disipación de potencia

Se puede calcular la disipación de potencia de un diodo de la misma forma que se hace para una resistencia. Es igual al producto de la tensión por la corriente del diodo. Expresándolo matemáticamente:

$$P_D = V_D I_D \tag{3.3}$$

La **limitación de potencia** es la máxima potencia que el diodo puede disipar con seguridad sin acortar su tiempo de vida o degradar sus características de operación. Su definición es:

$$P_{máx} = V_{máx} I_{máx} \tag{3.4}$$

donde $V_{máx}$ es la tensión correspondiente a $I_{máx}$. Por ejemplo, si un diodo tiene una tensión y una corriente máximas de 1 V y 2 A, su potencia máxima es igual a 2 W.

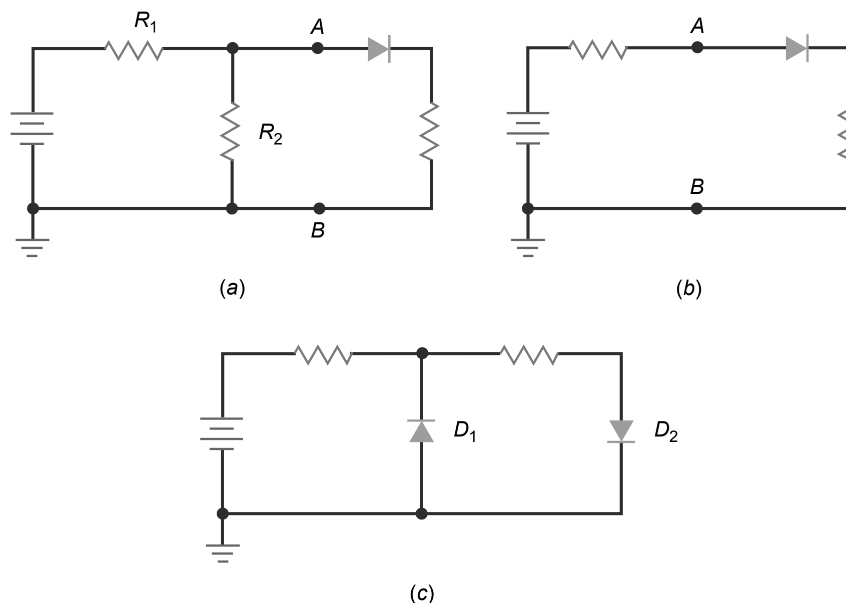
Ejemplo 3.1

¿El diodo de la Figura 3.3*a* está polarizado en directa o en inversa?

SOLUCIÓN La tensión en R_2 es positiva; por tanto, el circuito está tratando de empujar la corriente en la dirección de flujo de menor resistencia. Si esto no está claro, veamos el circuito de Thevenin con el diodo, como se muestra en la Figura 3.3*b*. En este circuito podemos apreciar que la fuente de tensión continua está tratando de empujar la corriente en la dirección de flujo de menor resistencia. Por tanto, el diodo está polarizado en directa.

Siempre que tenga dudas, resulta conveniente simplificar el circuito en estudio a un circuito en serie. Después será más fácil ver si la fuente de tensión está tratando de empujar la corriente en la dirección de menor resistencia o no.

Figura 3.3



PROBLEMA PRÁCTICO 3.1 ¿Los diodos de la Figura 3.3*c* están polarizados en directa o en inversa?

Ejemplo 3.2

Un diodo tiene una potencia máxima de 5 W. Si la tensión del diodo es de 1,2 V y su corriente es de 1,75 A. ¿Cuál es la disipación de potencia? ¿Se destruirá el diodo?

SOLUCIÓN

$P_D = (1{,}2\ \text{V})(1{,}75\ \text{A}) = 2{,}1\ \text{W}$

Es menor que la potencia máxima, por tanto, el diodo no se destruirá.

PROBLEMA PRÁCTICO 3.2 Continuando con el Ejemplo 3.2, ¿cuál será la disipación de potencia si la tensión en el diodo es de 1,1 V y la corriente es de 2 A?

3.2 El diodo ideal

La Figura 3.4 muestra una gráfica detallada de la región directa de un diodo, en la que se representa la corriente del diodo I_D en función de la tensión del diodo V_D. Observe que la corriente es aproximadamente cero hasta que la tensión del diodo se aproxima a la barrera potencial. En las proximidades de 0,6 a 0,7 V, la corriente del diodo aumenta. Cuando la tensión del diodo es mayor de 0,8 V, la corriente del diodo es significativa y la gráfica es casi lineal.

Dependiendo del dopaje y del tamaño físico del diodo, se obtendrán diodos con diferentes valores de la corriente directa máxima, la potencia máxima y otras características. Si necesitamos una solución exacta deberíamos emplear la gráfica del diodo concreto. Aunque los puntos exactos de corriente y de tensión son diferentes de un diodo a otro, la gráfica de cualquier diodo es similar a la mostrada en la Figura 3.4. Todos los diodos de silicio tienen una tensión umbral de aproximadamente 0,7 V.

La mayoría de las veces no es necesaria la solución exacta, ésta es la razón por l que se utilizan aproximaciones para el diodo. Comenzaremos con la aproximación más simple, la del **diodo ideal**. En líneas generales, ¿qué hace un diodo? Conduce bien en directa y mal en inversa. Teóricamente, un diodo se comporta como un conductor perfecto (resistencia cero) cuando está polarizado en directa y como un aislante perfecto (resistencia infinita) cuando está polarizado en inversa.

Figura 3.4 Gráfica de la corriente con polarización directa.

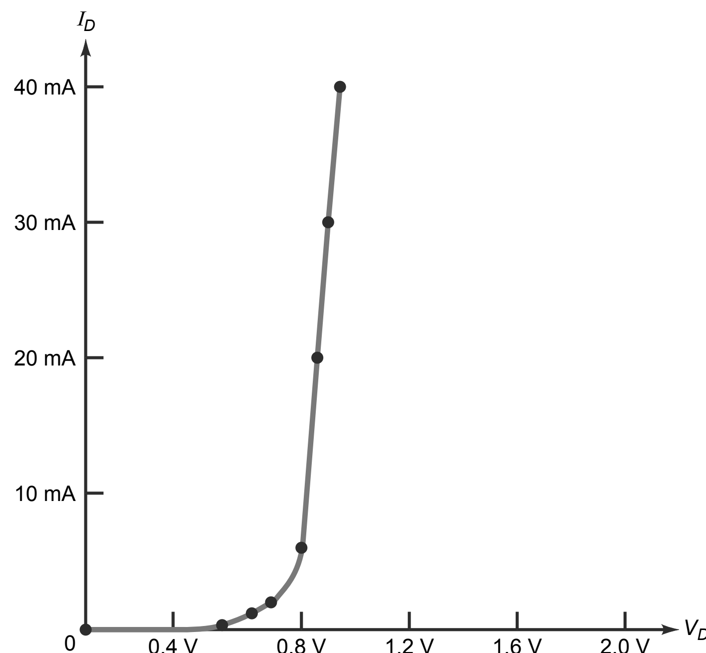
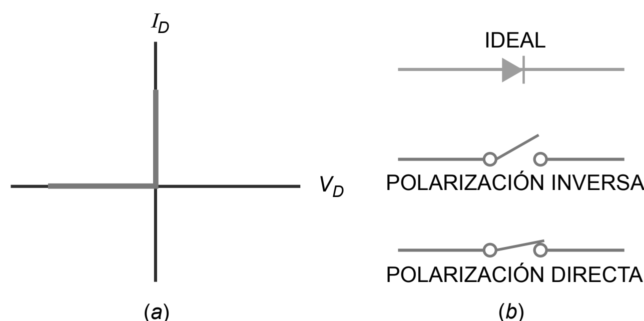


Figura 3.5 (*a*) Curva del diodo ideal. (*b*) Un diodo ideal se comporta como un interruptor.



La Figura 3.5*a* muestra la gráfica corriente-tensión de un diodo ideal. Refleja lo que acabamos de decir: resistencia cero cuando está polarizado en directa y resistencia infinita cuando está polarizado en inversa. A decir verdad, es imposible construir un dispositivo con esas características, pero es lo que los fabricantes harían si pudieran.

¿Existe algún dispositivo real que se comporte como un diodo ideal? Sí, un interruptor normal presenta resistencia cero cuando está cerrado, y resistencia infinita cuando está abierto. Por tanto, un diodo ideal actúa como un interruptor que se cierra con polarización directa y se abre con polarización inversa. En la Figura 3.5 *b* se resume esta idea del interruptor.

Ejemplo 3.3

Utilice el diodo ideal para calcular la tensión y la corriente en la carga del circuito de la Figura 3.6*a*.

SOLUCIÓN Puesto que el diodo está polarizado en directa, es equivalente a un interruptor cerrado. Si vemos el diodo como un interruptor cerrado, podemos ver que toda la tensión de fuente aparece en la resistencia de carga:

$$V_L = 10 \text{ V}$$

Aplicando la ley de Ohm, la corriente en la carga es:

$$I_L = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 3.3 En la Figura 3.6*a*, hallar la corriente de carga ideal si la tensión de la fuente es de 5 V.

Ejemplo 3.4

Calcular la tensión y la corriente en la carga del circuito mostrado en la Figura 3.6*b* utilizando un diodo ideal.

SOLUCIÓN Una forma de resolver este problema es calculando el equivalente de Thevenin del circuito situado a la izquierda del diodo. Mirando desde el diodo hacia la fuente, vemos un divisor de tensión formado por las resistencias de 6 kΩ y 3 kΩ. La tensión de Thevenin es 12 V y la resistencia de Thevenin es 2 kΩ. La Figura 3.6*c* muestra el circuito de Thevenin que excita al diodo. Si no comprende muy bien este proceso, revise el Ejemplo 1.3.

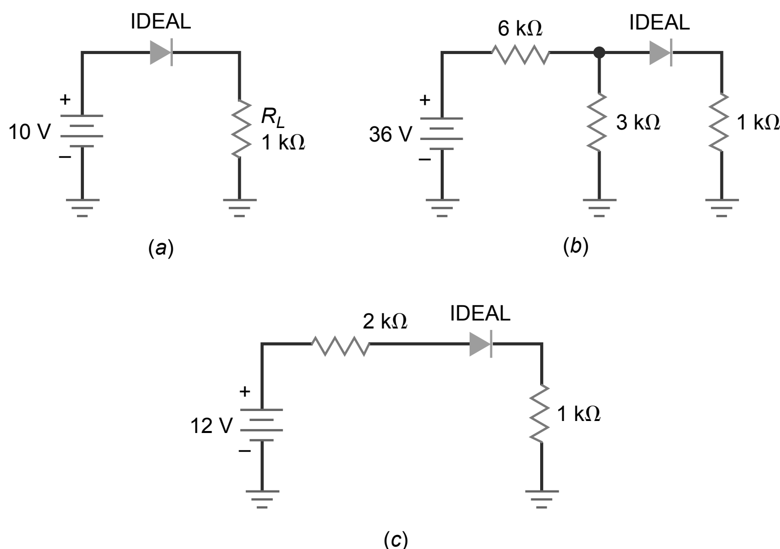
Ahora que tenemos un circuito serie, podemos ver que el diodo está polarizado en directa, por lo que podemos pensar en él como en un interruptor cerrado. Luego, los cálculos son:

$$I_L = \frac{12\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 4\text{ mA}$$

y

$$V_L = (4\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 4\text{ V}$$

Figura 3.6



No es necesario utilizar el teorema de Thevenin; puede analizar el circuito de la Figura 3.6*b* visualizando el diodo como un interruptor cerrado, de este modo, se obtienen 3 kΩ en paralelo con 1 kΩ, lo que equivale a 750 Ω. Utilizando la ley de Ohm, se obtiene una caída de tensión de 32 V en la resistencia de 6 kΩ. El resto del análisis da como resultado la misma tensión y la misma corriente en la carga.

PROBLEMA PRÁCTICO 3.4 En el circuito de la Figura 3.6*b*, cambie los 36 V de la fuente por 18 V y obtenga la tensión y la corriente en la carga utilizando un diodo ideal.

3.3 La segunda aproximación

Emplear la aproximación ideal es adecuado en la mayoría de las situaciones de detección de averías, pero no siempre estamos detectando averías. En ocasiones, necesitaremos conocer valores más exactos de la corriente y la tensión en la carga. Es entonces cuando tiene sentido la *segunda aproximación*.

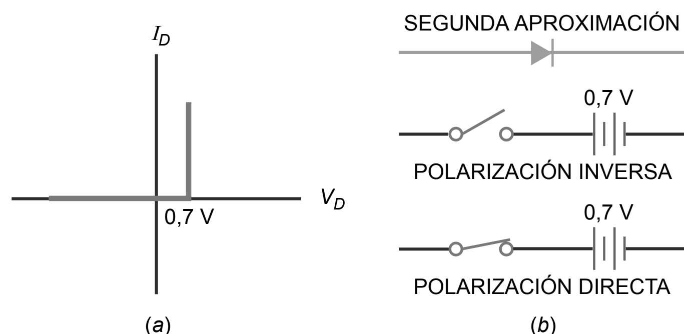
La Figura 3.7*a* muestra la gráfica de la corriente en función de la tensión para la segunda aproximación. El dibujo indica que no hay corriente hasta que aparecen 0,7 V en el diodo, momento en el que el diodo empieza a conducir. A partir de ese momento, sólo puede haber 0,7 V en el diodo, independientemente del valor de la corriente.

La Figura 3.7*b* muestra el circuito equivalente para la segunda aproximación de un diodo de silicio. El diodo se comporta como un interruptor en serie con una barrera de potencial de 0,7 V. Si la tensión de Thevenin es, por lo menos, de 0,7 V, el interruptor se cerrará. Cuando conduce, la tensión en el diodo será de 0,7 V para cualquier corriente directa.

INFORMACIÓN ÚTIL

Cuando se están detectando averías en un circuito que contiene un diodo de silicio que se supone que está polarizado en directa, una medida de la tensión del diodo mayor que 0,7 V quiere decir que el diodo ha fallado y que de hecho se comporta como un circuito abierto.

Figura 3.7 (*a*) Curva del diodo para la segunda aproximación. (*b*) Circuito equivalente para la segunda aproximación.

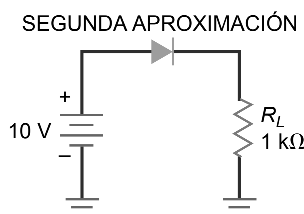


Por otro lado, cuando la tensión Thevenin es menor que 0,7 V, el interruptor se abre. En este caso, no circulará corriente a través del diodo.

Ejemplo 3.5

Utilice la segunda aproximación para calcular la tensión en la carga, la corriente en la carga y la potencia del diodo en el circuito de la Figura 3.8.

Figura 3.8



SOLUCIÓN Puesto que el diodo está polarizado en directa, es equivalente a una batería de 0,7 V. Esto significa que la tensión en la carga es igual a la tensión de fuente menos la caída de tensión en el diodo:

$$V_L = 10\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 9{,}3\text{ V}$$

Aplicando la ley de Ohm, obtenemos la corriente en la carga:

$$I_L = \frac{9{,}3\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 9{,}3\text{ mA}$$

La potencia del diodo es:

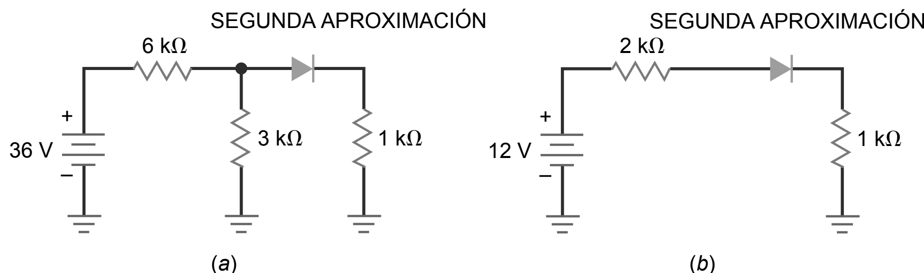
$$P_D = (0{,}7\text{ V})(9{,}3\text{ mA}) = 6{,}51\text{ mW}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 3.5 En el circuito de la Figura 3.8, cambie la tensión de la fuente a 5 V y calcule la nueva tensión en la carga y la potencia del diodo.

Ejemplo 3.6

Calcule la tensión en la carga, la corriente en la carga y la potencia del diodo en el circuito de la Figura 3.9*a* utilizando la segunda aproximación.

Figura 3.9 (*a*) Circuito original. (*b*) Circuito simplificado utilizando el teorema de Thevenin.



SOLUCIÓN De nuevo, obtenemos el circuito de Thevenin para el circuito situado a la izquierda del diodo. Como antes, la tensión de Thevenin es 12 V y la resistencia de Thevenin es 2 kΩ. La Figura 3.9*b* muestra el circuito simplificado.

Puesto que la tensión del diodo es 0,7 V, la corriente en la carga es:

$$I_L = \frac{12\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 3{,}77\text{ mA}$$

La tensión en la carga es:

$$V_L = (3{,}77\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 3{,}77\text{ V}$$

y la potencia del diodo es:

$$P_D = (0{,}7\text{ V})(3{,}77\text{ mA}) = 2{,}64\text{ mW}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 3.6 Repita el Ejemplo 3.6 utilizando 18 V como valor para la fuente de tensión.

3.4 La tercera aproximación

En la *tercera aproximación* de un diodo se incluye la resistencia interna R_B. La Figura 3.10*a* muestra el efecto que tiene R_B sobre la curva del diodo. Después de que el diodo de silicio comienza a conducir, la tensión aumenta linealmente con los incrementos de corriente. Cuanto mayor sea la corriente, mayor será la tensión en el diodo, debido a la caída de tensión en la resistencia interna.

El circuito equivalente para la tercera aproximación es un interruptor en serie con una barrera de potencial de 0,7 V y una resistencia R_B (véase la Figura 3.10*b*). Cuando la tensión aplicada es mayor que 0,7 V, el diodo conduce. La tensión total en el diodo es igual a:

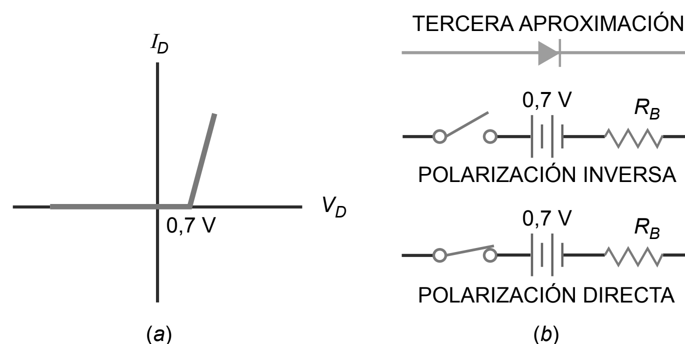
$$\mathbf{V_D = 0{,}7\text{ V} + I_D R_B} \qquad \textbf{(3.5)}$$

A menudo, la resistencia interna es menor que 1Ω, por lo que podemos ignorarla en los cálculos. Una regla útil para ignorar la resistencia interna es la siguiente definición:

Ignorar la resistencia interna cuando: $\mathbf{R_B < 0{,}01 R_{TH}}$ **(3.6)**

Esto quiere decir que se puede ignorar la resistencia interna cuando sea la centésima parte de la resistencia de Thevenin que ve el diodo. Si se satisface esta condición, el error es menor que el 1 por 100. Los técnicos raramente emplean la tercera aproximación, porque los diseñadores de circuitos normalmente satisfacen la Ecuación (3.6).

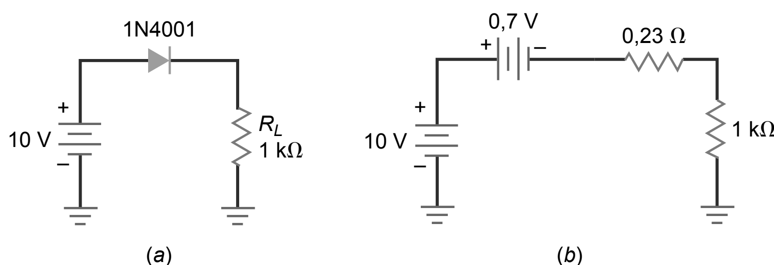
Figura 3.10 (*a*) Curva del diodo para la tercera aproximación. (*b*) Circuito equivalente para la tercera aproximación.



Ejemplo 3.7

El 1N4001 de la Figura 3.11*a* tiene una resistencia interna de 0,23 Ω. ¿Cuál es la tensión y la corriente en la carga y la potencia del diodo?

Figura 3.11



(*a*) (*b*)

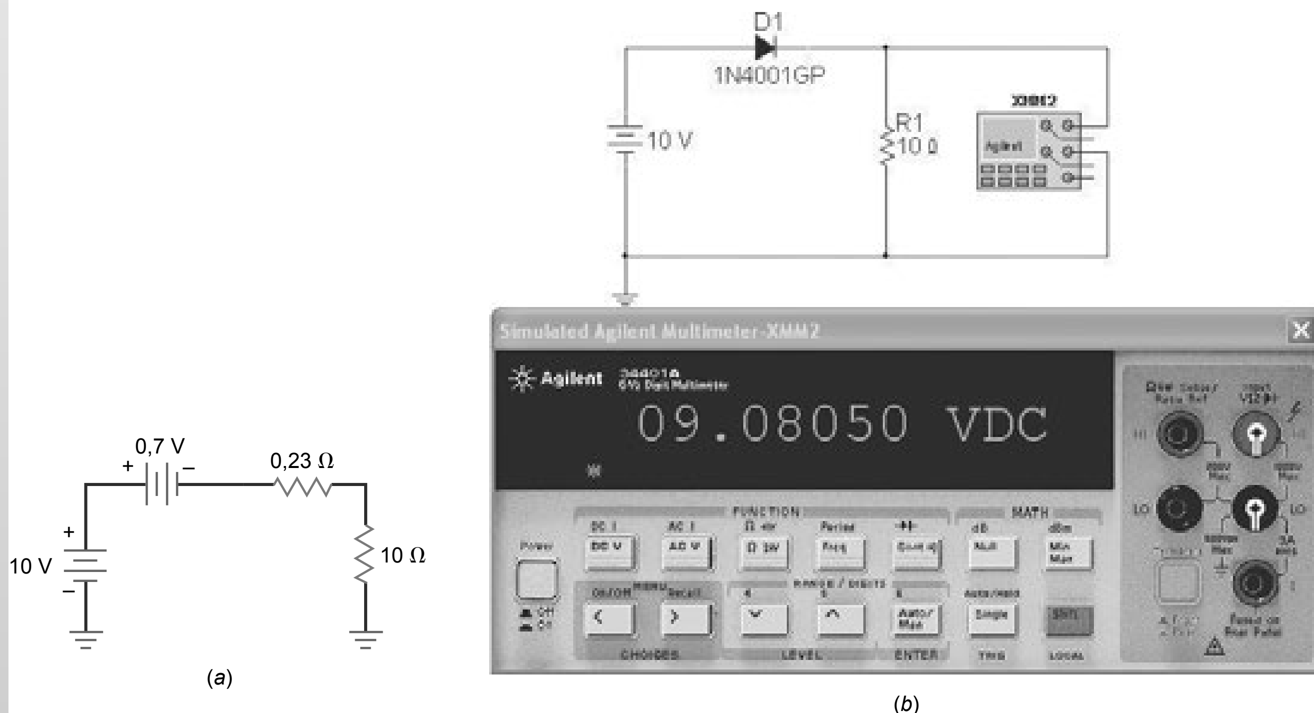
SOLUCIÓN Sustituyendo el diodo por su tercera aproximación obtenemos el circuito de la Figura 3.11*b*. La resistencia interna es suficientemente pequeña como para ignorarla, porque es menor que 1/100 de la resistencia de carga. En este caso, podemos usar la segunda aproximación para resolver el problema. Ya hicimos esto en el Ejemplo 3.6, donde obtuvimos una tensión en la carga, una corriente por la carga y una potencia en el diodo de 9,3V, 9,3 mA y 6,51 mW, respectivamente.

Ejemplo 3.8

Repita el ejemplo anterior para una resistencia de carga de 10 Ω.

SOLUCIÓN La Figura 3.12*a* muestra el circuito equivalente. La resistencia total es:

Figura 3.12



(*a*) (*b*)

$$R_T = 0{,}23\ \Omega + 10\ \Omega = 10{,}23\ \Omega$$

La tensión total que cae en R_T es:

$$V_T = 10\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 9{,}3\ \text{V}$$

Por tanto, la corriente en la carga es:

$$I_L = \frac{9{,}3\ \text{V}}{10{,}23\ \Omega} = 0{,}909\ \text{A}$$

La tensión en la carga es:

$$V_L = (0{,}909\ \text{A})(10\ \Omega) = 9{,}09\ \text{V}$$

Para calcular la potencia en el diodo necesitamos saber la tensión del diodo, que se puede obtener de dos formas. Podemos restar la tensión en la carga de la tensión de fuente:

$$V_D = 10\ \text{V} - 9{,}09\ \text{V} = 0{,}91\ \text{V}$$

o podemos utilizar la Ecuación (3.5):

$$V_D = 0{,}7\ \text{V} + (0{,}909\ \text{A})(0{,}23\ \Omega) = 0{,}909\ \text{V}$$

Tabla-resumen 3.1 Aproximaciones del diodo

	Primera o ideal	**Segunda o práctica**	**Tercera**
Se usa en	Detección de averías o análisis rápidos	Análisis de nivel técnico	Análisis de alto nivel o de nivel de ingeniería
Curva del diodo	I_D, V_D	I_D, V_D, 0,7 V	I_D, V_D, 0,7 V
Circuito equivalente	Polarización inversa Polarización directa	0,7 V Polarización inversa 0,7 V Polarización directa	0,7 V R_B Polarización inversa 0,7 V R_B Polarización directa
Ejemplo de circuito	Si, +, –, Vout 10 V, 10 V, R_L 100 Ω	Si, +, –, Vout 9,3 V, 10 V, R_L 100 Ω	Si, +, –, R_B 0,23 Ω, Vout 9,28 V, 10 V, R_L 100 Ω

La ligera diferencia en las dos respuestas se debe al redondeo de los cálculos. La potencia en el diodo es:

$P_D = (0{,}909\ \text{V})(0{,}909\ \text{A}) = 0{,}826\ \text{W}$

Dos aclaraciones: en primer lugar, el 1N4001 tiene una corriente máxima directa de 1A y una potencia máxima de 1 W, por lo que con una resistencia de 10Ω el diodo está siendo sometido a sus límites. En segundo lugar, la tensión en la carga calculada con la tercera aproximación es igual a 9,09V, que está bastante de acuerdo con la tensión en la carga calculada con el programa de simulación de circuitos de 9,08 V (véase la Figura 3.12*b*).

La Tabla-resumen 3.1 ilustra las diferencias entre las tres aproximaciones del diodo.

PROBLEMA PRÁCTICO 3.8 Repita el Ejemplo 3.8 utilizando 5 V como valor para la tensión de la fuente.

3.5 Detección de averías

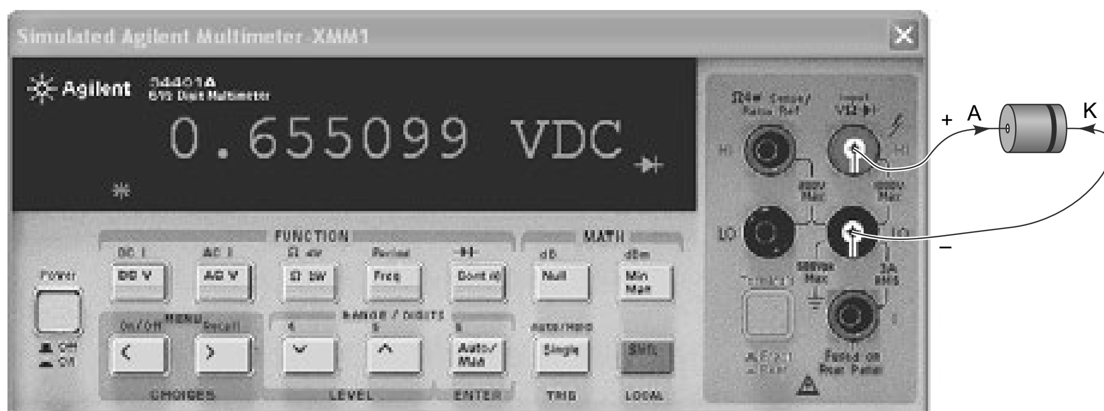
El estado de un diodo se puede comprobar fácilmente con un óhmetro para un rango de valores medio-alto de resistencias. Se mide la resistencia en continua del diodo en cualquier dirección y después se invierten los terminales, efectuándose la misma medición. La corriente directa dependerá de la escala en la que se emplee el óhmetro, lo que significa que se obtendrán distintas lecturas en los diferentes rangos.

Sin embargo, lo que hay que buscar principalmente es una relación alta entre la resistencia en inversa y en directa. Para los diodos de silicio comúnmente empleados en electrónica, esta relación debe ser mayor que 1.000:1. Es conveniente recordar que se debe emplear un rango de resistencia bastante altas para evitar la posibilidad de dañar el diodo. Normalmente, los rangos R × 100 y R × 1K proporcionan medidas con la seguridad adecuada.

La utilización de un óhmetro para comprobar diodos es un ejemplo de pruebas pasa/no-pasa. Realmente no importa el valor exacto de la resistencia en continua del diodo; lo único que se desea saber es si el diodo tiene una resistencia pequeña cuando se polariza en directa y grande cuando se polariza en inversa. Los siguientes ejemplos son indicativos de problemas en un diodo: resistencia extremadamente pequeña en directa y en inversa (diodo cortocircuitado); resistencia muy elevada en directa o en inversa (diodo en circuito abierto); resistencia algo baja en inversa (esto es lo que se denomina *diodo con fugas*).

Cuando se configuran con la función de medida de ohmios o de resistencia, la mayoría de los multímetros digitales (DMM) no disponen de las capacidades requeridas de salida de tensión y corriente para probar adecuadamente los diodos de unión *pn*. No obstante, estos multímetros disponen de un rango especial para probar los diodos. Cuando el medidor se configura en este rango, suministra una corriente constante de aproximadamente 1 mA a cualquier dispositivo que se conecte a sus terminales. Cuando se polariza en directa, el DMM mostrará la tensión directa V_F de la unión *pn*, como se puede ver en la Figura 3.13*a*. Generalmente, esta tensión directa toma valores entre 0,5 V y 0,7 V en el caso de diodos de silicio normales de unión *pn*. Cuando mediante los terminales de prueba el diodo se polariza en inversa, el medidor proporcionará una indicación de fuera de rango como "OL" o "1" en la pantalla, como se muestra en la Figura 3.13*b*. Un diodo cortocircuitado mostrará una tensión menor que 0,5V tanto

Figura 3.13 (*a*) Realización de pruebas con un multímetro digital de un diodo polarizado en directa.



(*a*)

Figura 3.13 (*b*) Realización de pruebas con un multímetro digital de un diodo polarizado en inversa.



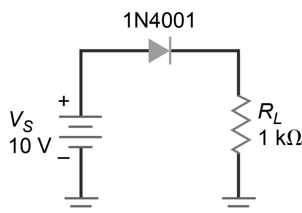
(*b*)

en directa como en inversa. Un diodo en circuito abierto vendrá indicado por una indicación de fuera de rango tanto en directa como en inversa. Un diodo con fugas mostraría en la pantalla del medidor una tensión menor que 2,0 V en directa y en inversa.

Ejemplo 3.9

La Figura 3.14 muestra el circuito del diodo analizado anteriormente. Supongamos que algo hace que el diodo se queme. ¿Qué síntomas observaríamos?

Figura 3.14 Detección de averías en un circuito.



SOLUCIÓN Cuando un diodo se quema, se convierte en un circuito abierto. En este caso, la corriente cae a cero. Por tanto, si medimos la tensión en la carga, el voltímetro indicará cero.

Ejemplo 3.10

Imagine que el circuito de la Figura 3.14 no funciona. Si la carga no está cortocircuitada, ¿cuál podría ser el fallo?

SOLUCIÓN Hay muchos fallos posibles. En primer lugar, el diodo podría estar en circuito abierto. En segundo lugar, la tensión de la fuente podría ser cero. Tercero, algún cable de conexión podría estar en circuito abierto.

¿Cómo se localiza el fallo? Se miden las tensiones para aislar el componente defectuoso. Luego, se desconecta cualquier componente sospechoso y se prueba su resistencia. Por ejemplo, se puede medir primero la tensión de la fuente y luego la de la carga. Si hay tensión en la fuente pero no en la carga, el diodo puede estar en circuito abierto. Una prueba con el óhmetro o con un multímetro digital decidirá. Si el diodo pasa esta prueba, se comprueban las conexiones, ya que no hay ninguna otra cosa que pueda explicar que haya tensión en la fuente, pero no en la carga.

Si no hay tensión en la fuente, quiere decir que es defectuosa o que una de las conexiones entre ella y el diodo está en circuito abierto. Los fallos en las fuentes de alimentación son muy comunes. A menudo, cuando los equipos electrónicos no funcionan, el problema se encuentra en la fuente de alimentación. Por esta razón, la mayoría de los técnicos de mantenimiento y reparaciones comienzan midiendo la tensión de la fuente de alimentación.

3.6 Análisis de circuitos de arriba-abajo

No hay nada como el **análisis de arriba-abajo** para ayudarle a comprender los circuitos. La idea es la siguiente: cualquier circuito tiene variables independientes (como tensiones de alimentación y resistencia en las ramas) y variables dependientes (como las tensiones que caen en las resistencias, corrientes, potencias, etc.). Cuando una variable independiente aumenta, cada una de las variables dependientes responderá, normalmente, aumentando o disminuyendo. Si entiende cómo funciona el circuito, entonces será capaz de predecir si una variable dependiente va a aumentar o a disminuir.

He aquí cómo funciona para un circuito como el representado en la Figura 3.15. Se aplica una tensión V_S de 10 V a un diodo en serie con una resistencia de carga R_L de 1 kΩ. En la segunda aproximación de un diodo, existen tres variables independientes para este circuito: V_S, R_L y V_K. Se incluye la tensión umbral como una variable independiente porque puede ser ligeramente diferente del valor ideal de 0,7 V. Hay cinco variables dependientes: V_L, I_L, P_D, P_L y P_T. Éstas son la tensión en la carga, la corriente por la carga, la potencia del diodo, la potencia de la carga y la potencia total, respectivamente.

Suponga que la tensión de la fuente V_S aumenta ligeramente, digamos un 10 por ciento. ¿Cómo responderá cada una de las variables dependientes? Cada una de ellas puede aumentar (A), disminuir (D), o no variar (N). He aquí alguno de los razonamientos que se podrían hacer a medida que se va resolviendo el problema:

En la segunda aproximación, el diodo tiene una caída de tensión de 0,7 V. Si la tensión de la fuente aumenta ligeramente, la caída de tensión en el diodo sigue siendo 0,7 V, lo que quiere decir que la tensión en la carga tiene que aumentar. Si la tensión en la carga aumenta, la corriente en la misma también aumenta. Un incremento en la corriente de carga significa que las potencias del diodo y de la carga deben aumentar. La potencia total es la suma de la potencia del diodo más la potencia de la carga, por lo que la potencia total también aumenta.

La primera fila de la Tabla 3.1 resume el efecto de un pequeño incremento en la tensión de fuente. Como se puede ver, cada una de las variables dependientes también aumenta.

¿Qué pasaría si la resistencia de carga de la Figura 3.15 aumentase un poco? Dado que la tensión del diodo es constante en la segunda aproximación, la tensión en la car ga no presenta ningún cambio, pero la corriente por la carga disminuirá. A su vez, esto implica una menor potencia en el diodo, menor potencia en la car ga y menor potencia total. La segunda fila de la Tabla 3.1 resume este caso.

Por último, considere el efecto de la tensión umbral. Si ésta sufre un pequeño incremento en el circuito de la Figura 3.15, las variables dependientes, excepto la potencia del diodo, disminuyen, como se indica en la tercera fila de la Tabla 3.1

Fíjese en la Figura 3.25 (al final del capítulo), ¿cómo puede utilizar esto para hallar las variaciones de las variables dependientes?

La forma de poner en práctica el análisis de arriba-abajo para el circuito consiste en seleccionar una variable independiente (V_S, R_1, R_2, R_3 o V_K) y elegir a continuación cualquier variable dependiente (V_A, V_B, V_C, I_1, etc.). Después habrá que ver qué ocurre si la variable dependiente aumenta, disminuye o no varía.

Por ejemplo, ¿cómo afecta un incremento en la tensión umbral a la corriente en R_3? En la Figura 3.25, un divisor fijo de tensión excita el diodo en serie con los 100 k Ω. Por tanto, un ligero incremento en la tensión umbral hará que la tensión en la resistencia de 100 kΩ disminuya. Además, la ley de Ohm nos dice que I_3 también disminuirá.

Una aclaración final: no use la calculadora para el análisis de arriba-abajo, ya que frustra el propósito de este tipo de análisis. El análisis de arriba-abajo es similar al análisis de detección de averías porque el énfasis está en la lógica en vez de en las ecuaciones. El propósito del análisis de arriba-abajo consiste en entrenar la mente para conocer bien el funcionamiento del circuito. Esto se logra forzándose a pensar cómo interactúan las diferentes partes del circuito.

Figura 3.15 Análisis de arriba-abajo de un circuito.

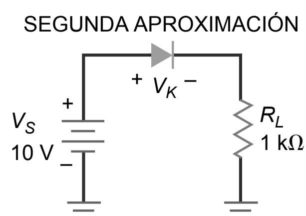


Tabla 3.1 Análisis de arriba-abajo

	V_L	I_L	P_D	P_L	P_T
V_S aumenta	A	A	A	A	A
R_L aumenta	N	D	D	D	D
V_K aumenta	D	D	A	D	D

3.7 Lectura de una hoja de características

Una hoja de características, u hoja de especificaciones, enumera los parámetros y características de operación más importantes de los dispositivos semiconductores. También proporciona información esencial como los tipos de encapsulado, los pines de salida (*pinout*), los procedimientos para la realización de pruebas y las aplicaciones típicas. Generalmente, los fabricantes de semiconductores proporcionan esta información en libros o a través de su sitio web. Esta información también se puede encontrar en Internet a través de empresas especializadas en facilitar referencias cruzadas o en la sustitución de componentes.

Buena parte de la información que el fabricante facilita en las hojas de características es complicada y de utilidad solamente para los que diseñan circuitos. Por esta razón, sólo vamos a estudiar aquella información de la hoja de características que describe parámetros que aparecen en este texto.

INFORMACIÓN ÚTIL

Los motores de búsqueda de Internet, como Google, pueden ayudarle a localizar rápidamente especificaciones de semiconductores.

Tensión de disrupción inversa

Comenzaremos con la hoja de características de un 1N4001, un diodo rectificador empleado en fuentes de alimentación (es decir, circuitos que convierten una tensión alterna en una tensión continua). La Figura 3.16 muestra una hoja de características de la serie de diodos 1N4001 a 1N4007: siete diodos que tienen las mismas características cuando se polarizan en directa, pero que difieren en sus características para la polarización inversa. Vamos a centrarnos en el miembro 1N4001 de esta familia. La primera entrada bajo el encabezado "*Absolute Maximum Ratings*" (valores máximos absolutos) es:

	Symbol	1N4001
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}	50 V

La tensión de disrupción (*Peak Repetitive Reverse Voltage*)de este diodo es 50 V. Esta disrupción se produce porque el diodo entra en avalancha cuando de repente una cantidad enorme de portadores aparece en la zona de deplexión. En un diodo rectificador como el 1N4001, normalmente, la disrupción es destructiva.

En el 1N4001, una tensión inversa de 50 V representa un nivel destructivo que un diseñador debe evitar bajo todas las condiciones de operación. Ésta es la razón por la que un diseñador debe incluir un *factor de seguridad.* No existe ninguna regla absoluta sobre el valor que debe tomar el factor de seguridad, ya que depende de demasiados factores. Un diseño conservador podría emplear un factor de seguridad de 2, que quiere decir que nunca se permitiría una tensión inversa mayor que 25 V en el 1N4001. Un diseño menos conservador permitiría como mucho 40 V en el 1N4001.

En otras hojas de características, podrá encontrar la tensión inversa de disrupción designada por *PIV*, *PRV* o *BV*.

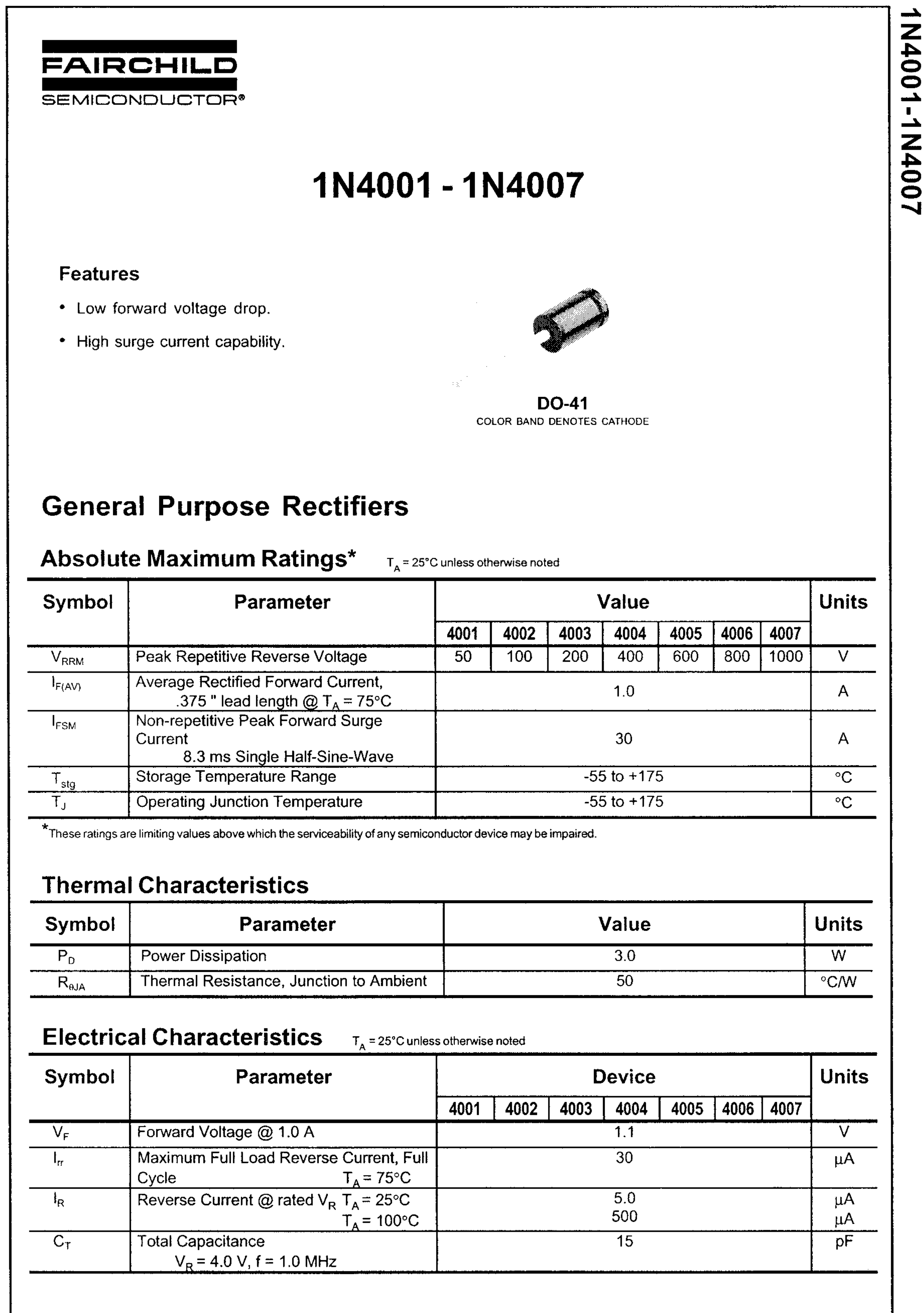
Corriente directa máxima

Otro dato de interés es la corriente media rectificada en polarización directa (*Average Rectified Forward Current*), que aparece así en la hoja de características:

	Symbol	Value
Average Rectified Forward Current @ $T_A = 75°C$	$I_{F(AV)}$	1 A

Este parámetro indica que el 1N4001 puede soportar hasta 1 A con polarización directa cuando se emplea como rectificador. En el capítulo siguiente se profundizará más acerca de la corriente rectificada media en directa. Por el momento, lo único que necesita saber es que 1 A es el nivel de corriente en directa para el que el diodo se quema debido a una disipación de potencia excesiva. En la hoja de características, la corriente media puede estar designada por I_o.

Figura 3.16 Hoja de características de los diodos 1N4001–1N4007.



FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

1N4001-1N4007

1N4001 - 1N4007

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.

DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

General Purpose Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current, .375 " lead length @ T_A = 75°C	1.0							A
I_{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave	30							A
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +175							°C
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	3.0	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

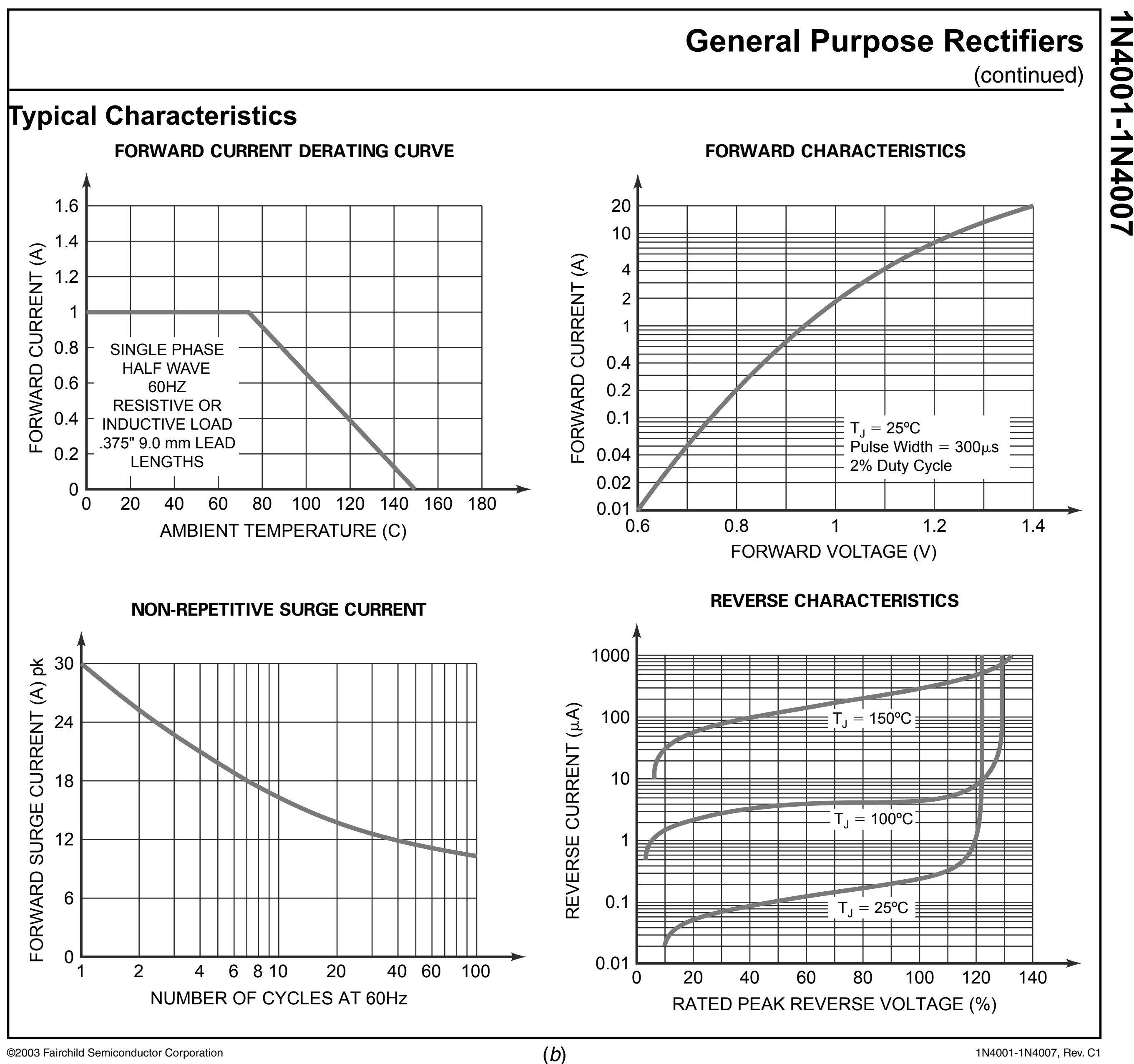
Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Device							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_F	Forward Voltage @ 1.0 A	1.1							V
I_{rr}	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T_A = 75°C	30							μA
I_R	Reverse Current @ rated V_R T_A = 25°C T_A = 100°C	5.0 500							μA μA
C_T	Total Capacitance V_R = 4.0 V, f = 1.0 MHz	15							pF

 1N4001-1N4007, Rev. C1

(*a*)

Figura 3.16 (continuación)



(*b*)

De nuevo, 1 A debe ser para el diseñador el valor máximo absoluto para el 1N4001; es decir , un nivel de corriente en directa al que nunca deberá llegarse. Por ello, debe incluirse un factor de seguridad, posiblemente un factor de 2. En otras palabras, un diseño fiable debe garantizar que la corriente en directa sea menor que 0,5 A bajo cualquier condición de funcionamiento. Los estudios de fallos en los dispositivos muestran que el tiempo de vida de éstos es tanto más corto cuanto más cerca trabajen de los valores máximos permitidos. Por esta razón, algunos diseñadores emplean factores de seguridad de hasta de 10:1. Un diseño realmente conservador mantendría la corriente máxima en directa de un 1N4001 en 0,1 A o menos.

Caída de tensión en directa

Bajo el encabezado “*Electrical Characteristics*” (características eléctricas) de la Figura 3.16, la primera entrada muestra estos datos:

Characteristic and Conditions	Symbol	Maximun Value
Forward Voltage Drop (i_F) = 1.0 A, T_A = 25°C	v_F	1.1 V

Como se muestra en la Figura 3.16 bajo el encabezado “ *Forward Characteristics*” (características con polarizaición directa), el 1N4001 típico tiene una caída de tensión en directa (*Forward Voltage Drop*) de 0,93 V cuando la corriente es de 1 A y la temperatura de la unión es de 25°C. Si se probarán miles de diodos 1N4001, se comprobaría que unos pocos presentarían una caída de 1,1 V cuando la corriente fuera de 1 A.

Corriente máxima inversa

Otra información de la hoja de características que vale la pena analizar es la siguiente:

Characteristic and Conditions	Symbol	Typical Value	Maximun Value
Reverse Current	I_R		1.1 V
T_A = 25°C		0.05 μA	10 μA
T_A = 100°C		1.0 μA	500 μA

Ésta es la corriente inversa (*reverse current*) a la tensión nominal (50 V para un 1N4001). A 25°C, un 1N4001 típico tiene una corriente máxima en inversa de 5,0μA, pero observe que aumenta a 500μA a 100°C. Recuerde que esta corriente en inversa incluye la corriente de saturación y la corriente superficial de fugas. A partir de estos datos, puede ver que la temperatura es un parámetro importante. Un diseño que requiera una corriente inversa menor de 5,0 μA funcionará bien a 25°C con un diodo típico 1N4001, pero fallará en una fabricación en serie si la temperatura de la unión alcanza los 100°C.

3.8 Cómo calcular la resistencia interna

Cuando intente analizar con precisión un circuito con diodos, necesitará conocer la resistencia interna del diodo. Normalmente, las hojas de características de los fabricantes no especifican esta resistencia, pero proporcionan información suficiente para calcularla. Ésta es la formula para la resistencia interna:

$$R_B = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} \tag{3.7}$$

donde V_1 e I_1 son la tensión y la corriente en el codo de la curva o en un determinado punto por encima de la tensión umbral; V_2 e I_2 son la tensión y la corriente en un determinado punto más alto de la curva del diodo.

Por ejemplo, la hoja de características del 1N4001 especifica una tensión directa de 0,93 V para una corriente de 1 A. Como se trata de un diodo de silicio, tiene una tensión umbral de aproximadamente 0,7 V y una corriente de aproximadamente cero. Por tanto, los valores que hay que emplear son V_2 = 0,93 V, I_2 = 1 A, V_1 = 0,7 V e I_1 = 0. Sustituyendo estos valores en la ecuación obtenemos una resistencia interna de:

$$R_B = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} = \frac{0,93\,\text{V} - 0,7\,\text{V}}{1\,\text{A} - 0\,\text{A}} = \frac{0,23\,\text{V}}{1\,\text{A}} = 0,23\,\Omega$$

Recuerde que la curva del diodo es una gráfica de la corriente en función de la tensión. La resistencia interna es igual a la inversa de la pendiente por encima de la tensión umbral. Cuanto mayor es la pendiente de la curva del diodo, menor es la resistencia interna. En otras palabras, cuanto más vertical es la curva por encima del umbral, más pequeño es el valor de la resistencia.

3.9 Resistencia en continua de un diodo

El cociente de la tensión total entre la corriente total de un diodo proporciona la *resistencia de continua* del diodo. En la región de polarización directa, esta resistencia de continua se simboliza con R_F y en la región inversa se designa por R_R.

Resistencia en directa

Dado que el diodo es un dispositivo no lineal, su resistencia de continua varía con la corriente. Considere, por ejemplo, las siguientes parejas de valores de corriente y de tensión en directa para un diodo 1N914: 10 mA para 0,65 V, 30 mA para 0,75 V y 50 mA para 0,85 V. En el primer punto, la resistencia de continua es:

$$R_F = \frac{0{,}65\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 65\ \Omega$$

En el segundo punto:

$$R_F = \frac{0{,}75\ \text{V}}{30\ \text{mA}} = 25\ \Omega$$

Y en el tercer punto:

$$R_F = \frac{0{,}85\ \text{mV}}{50\ \text{mA}} = 17\ \Omega$$

Observe que la resistencia de continua disminuye cuando la corriente aumenta. En cualquier caso, la resistencia en directa es más pequeña que la resistencia en inversa.

Resistencia en inversa

Considere ahora los dos conjuntos de valores de corriente y de tensión en inversa para el 1N914: 25 nA para 20 V; 5 μA para 75 V. En el primer punto, la resistencia de continua es:

$$R_R = \frac{20\ \text{V}}{25\ \text{nA}} = 800\ \text{M}\Omega$$

En el segundo punto:

$$R_R = \frac{75\ \text{V}}{5\ \mu\text{A}} = 15\ \text{M}\Omega$$

Observe que la resistencia en continua disminuye a medida que nos aproximamos a la tensión de disrupción (75 V).

Resistencia en continua y resistencia interna

La resistencia en continua de un diodo es diferente de la resistencia interna. La resistencia en continua de un diodo es igual a la resistencia interna *más* el efecto de la barrera de potencial. En otras palabras, la resistencia en continua de un diodo es su resistencia total, mientras que la resistencia interna es la resistencia de sólo las regiones *p* y *n*. Por esta razón, la resistencia en continua de un diodo es siempre más grande que la resistencia interna.

3.10 Rectas de carga

Esta sección se ocupa de la **recta de carga**, una herramienta empleada para hallar el valor exacto de la corriente y la tensión del diodo. Las rectas de car ga son especialmente útiles en los transistores, por lo que más adelante se verán en detalle en la sección dedicada a los transistores.

Ecuación de la recta de carga

¿Cómo se pueden hallar la corriente y la tensión exactas del diodo de la Figura 3.17 *a*? La corriente a través de la resistencia es:

Figura 3.17 Análisis de la recta de carga.

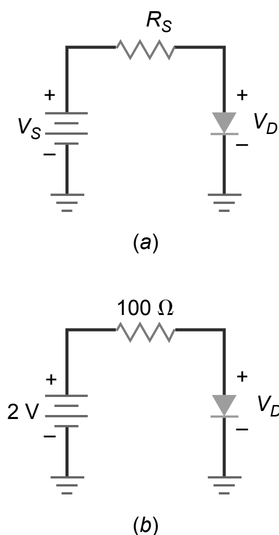
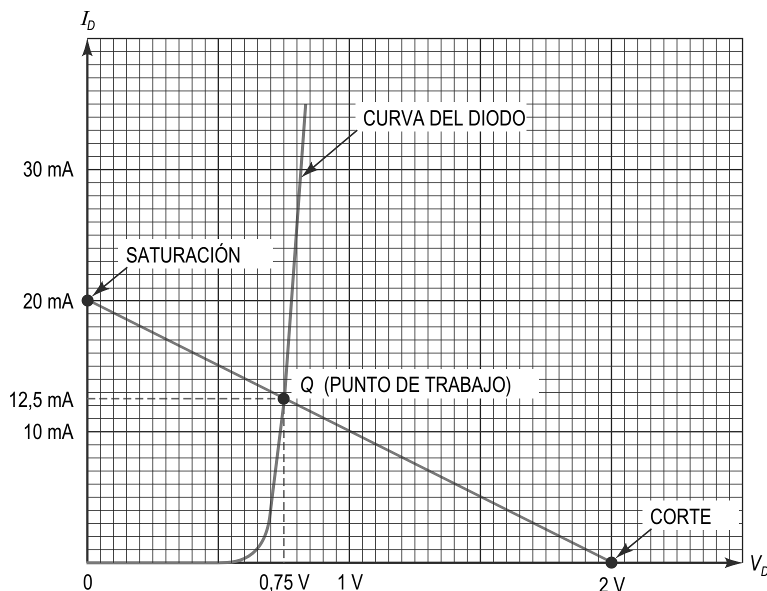


Figura 3.18 El punto *Q* es la intersección de la curva del diodo y la recta de carga.



$$I_D = \frac{V_S - V_D}{R_s} \tag{3.8}$$

Puesto que se trata de un circuito serie, esta corriente es la misma que la que circula por el diodo.

Un ejemplo

Si la tensión de la fuente es de 2 V y el valor de la resistencia es 100 Ω, como se muestra en la Figura 3.17*b*, sustiuyendo en la Ecuación (3.8) obtenemos:

$$I_D = \frac{2 - V_D}{100} \tag{3.9}$$

La Ecuación (3.9) es una relación lineal entre la corriente y la tensión. Si se traza la gráfica de esta ecuación, se obtiene una línea recta. Por ejemplo, sea V_D igual a cero. Luego:

$$I_D = \frac{2\text{ V} - 0\text{ V}}{100\ \Omega} = 20\text{ mA}$$

Al dibujar este punto ($I_D = 20$ mA, $V_D = 0$) en la gráfica, vemos que queda sobre el eje vertical de la Figura 3.18. Este punto se denomina punto de *saturación* porque representa la corriente máxima con una tensión de 2 V en la resistencia de 100 Ω.

Ahora veamos cómo obtener otro punto. Sea V_D igual a 2 V, con lo que la Ecuación (3.9) proporciona:

$$I_D = \frac{2\text{ V} - 2\text{ V}}{100\ \Omega} = 0$$

Si dibujamos este punto ($I_D = 0$, $V_D = 2$ V) en la gráfica vemos que queda sobre el eje horizontal (Figura 3.18). Este punto se denomina punto de *corte* porque representa la corriente mínima.

Eligiendo otras tensiones se pueden calcular y dibujar puntos adicionales. Como la Ecuación (3.9) es lineal, todos los puntos estarán sobre la línea recta mostrada en la Figura 3.18. Esta línea recta recibe el nombre de *recta de carga*.

El punto *Q*

La Figura 3.18 muestra la recta de carga y la curva de un diodo. El punto de intersección, conocido como punto *Q*, representa una solución simultánea para la recta y la curva. En otras palabras, el punto *Q* es el único punto de la

gráfica que funciona tanto para el diodo como para el circuito. Las coordenadas del punto Q nos proporcionan una corriente de 12,5 mA y una tensión de diodo de 0,75 V.

El punto Q no tiene ninguna relación con el factor de mérito de una bobina. En el caso de los diodos, Q es una abreviatura de *quiescent,* que significa "en reposo". El punto Q o de reposo de los circuitos de semiconductores se estudiará en los próximos capítulos.

3.11 Diodos de montaje superficial

Los diodos de montaje superficial (SM, *Surface Mount*) se pueden encontrar en cualquier parte donde haya necesidad de una aplicación con diodos. Los diodos SM son pequeños, eficientes y relativamente fáciles de probar, desmontar y reemplazar en una placa de circuito impreso. Aunque existen varios estilos de encapsulado para montaje superficial, dos encapsulados básicos dominan la industria: SM (*Surface Mount*) y SOT (*Small Outline Transistor*).

El encapsulado SM tiene dos terminales doblados en *L* y una banda coloreada en un extremo del cuerpo para indicar el terminal correspondiente al cátodo. La Figura 3.19 muestra las dimensiones típicas. La longitud y la anchura del encapsulado SM están relacionadas con la corriente nominal del dispositivo. Cuanto mayor es el área de la superficie mayor es la corriente permitida. Por tanto, un diodo de SM con una corriente nominal de 1 A debería tener un área de 0,459 por 0,292 cm. La versión de 3 A, por otro lado, debería medir 0,660 por 0,599 cm. El grosor suele ser de unos 0,261 cm para todas las corrientes.

Aumentar el área de la superficie de un diodo SM incrementa su capacidad para disipar calor. También, si se incrementa la anchura de los terminales de montaje aumenta la conductividad térmica a un sumidero virtual de calor formado por las soldaduras, los puntos de montaje y el propio circuito impreso.

Los encapsulados SOT-23 tienen tres terminales en forma de ala de gaviota (véase la Figura 3.20). Los terminales se numeran en el sentido contrario a las agujas del reloj empezando por arriba, estando el pin 3 aislado en uno de los lados. Sin embargo, no existen marcas estandarizadas para indicar cuáles son los terminales que se usan para el ánodo y el cátodo. Para determinar las conexiones internas del diodo se puede ver qué ocurre en las pistas impresas en la tarjeta del circuito, comprobar el esquemático o consultar la hoja de características del fabricante. Algunos encapsulados de estilo SOT incluyen dos diodos que tienen una conexión de ánodo o cátodo común en uno de los terminales.

Los diodos con encapsulado SOT-23 son pequeños, no siendo ninguna de sus diemnsiones mayor de 2,45 mm (0,1 pulgada). Su reducido tamaño hace difícil disipar grandes cantidades de calor, por lo que estos diodos suelen estar limitados a corrientes menores que 1 A. Su pequeño tamaño hace que sea prácticamente imposible etiquetarlos con códigos de identificación. Como ocurre con muchos de los dispositivos SM diminutos, el funcionamiento de los pines se tiene que determinar a partir de las pistas de la tarjeta de circuito impreso y del esquemático.

Figura 3.19 Encapsulado estilo SM de dos terminales utilizado en diodos de montaje superficial.

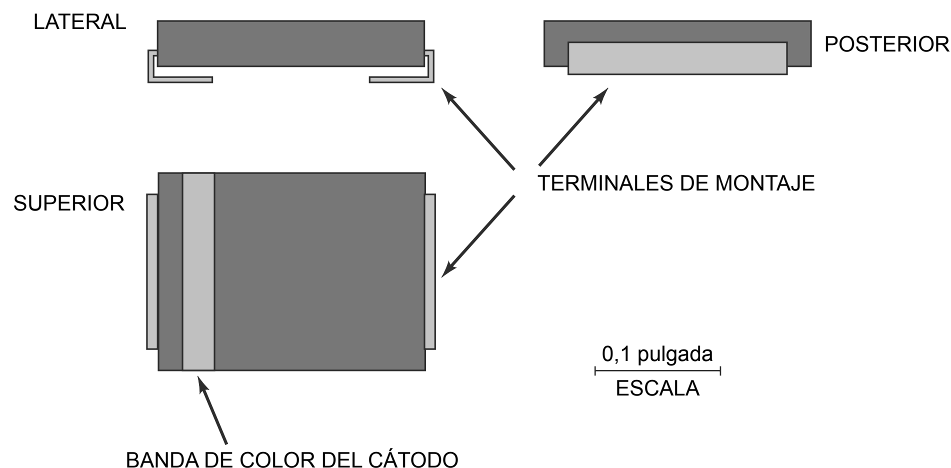
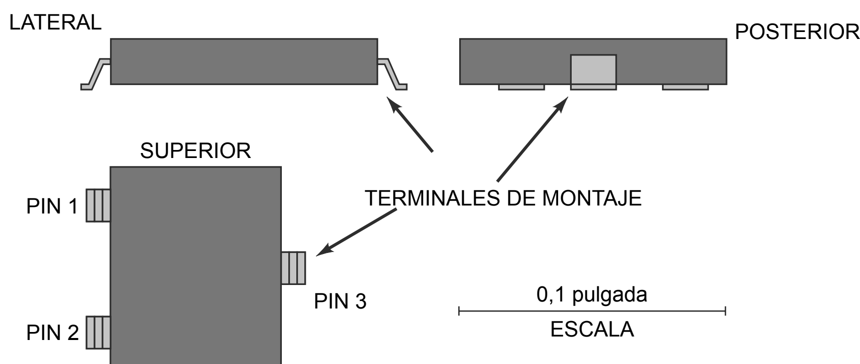


Figura 3.20 El SOT-23 es un encapsulado de transistor de tres terminales comúnmente utilizado en diodos de montaje superficial.



Resumen

SEC. 3.1 IDEAS BÁSICAS

Un diodo es un dispositivo no lineal. La tensión umbral es de unos 0,7 V para un diodo de silicio, donde la curva para la región directa gira hacia arriba. La resistencia interna es la resistencia óhmica de las zonas *p* y *n*. Los diodos tienen valores límite para la corriente máxima en directa y la disipación de potencia.

SEC. 3.2 EL DIODO IDEAL

Es la primera aproximación de un diodo. El circuito equivalente es un interruptor cerrado cuando está polarizado en directa y un interruptor abierto cuando está polarizado en inversa.

SEC. 3.3 LA SEGUNDA APROXIMACIÓN

En esta aproximación visualizamos un diodo de silicio como un interruptor en serie con una tensión umbral de 0,7 V. Si la tensión de Thevenin que ve el diodo es mayor que este valor, el interruptor se cierra.

SEC. 3.4 LA TERCERA APROXIMACIÓN

Rara vez se emplea esta aproximación, porque normalmente la resistencia interna es suficientemente pequeña y se puede ignorar. En esta aproximación, el diodo es equivalente a un interruptor en serie con una tensión umbral y una resistencia interna.

SEC. 3.5 DETECCIÓN DE AVERÍAS

Cuando se sospecha que un diodo está averiado, debe retirarse del circuito y utilizar un óhmetro para medir su resistencia en directa y en inversa. Una de ellas debe ser pequeña y la otra elevada, tienen que presentar una relación de al menos 1000:1. Recuerde que debe emplear un rango de resistencias bastante alto para evitar dañar el diodo. Un multímetro digital mostrará una tensión de 0,5–0,7 V cuando el diodo esté polarizado en directa y una indicación de fuera de rango cuando esté polarizado en inversa.

SEC. 3.6 ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE ARRIBA–ABAJO

En este tipo de análisis de circuitos no es necesario realizar cálculos. Todo lo que se busca es saber si una variable *aumenta*, *disminuye* o *no varía*. Cuando se sabe de antemano cómo debe responder una variable dependiente ante un incremento de una variable independiente, será más fácil tener éxito en la búsqueda de averías, el análisis y el diseño.

SEC. 3.7 LECTURA DE UNA HOJA DE CARACTERÍSTICA

Las hojas de características son útiles para los diseñadores de circuitos y también para los técnicos de mantenimiento y reparaciones a la hora de seleccionar el dispositivo sustituto que a veces se requiere. Las hojas de características de diferentes fabricantes contienen información similar, y emplean diferentes símbolos para indicar distintas condiciones de operación. Las hojas de características de los diodos pueden enumerar los siguientes parámetros: tensión de disrupción (V_R, V_{RRM}, V_{RWM}, PIV, PRV, BV), corriente directa máxima ($I_{F(max)}$, $I_{F(av)}$, I_0), caída de tensión en directa ($V_{F(max)}$, V_F) y corriente inversa máxima ($I_{R(max)}$, I_{RRM}).

SEC. 3.8 CÓMO CALCULAR LA RESISTENCIA INTERNA

Se necesitan dos puntos de trabajo en la región directa de la tercera aproximación. Un punto puede ser 0,7 V con corriente cero. El segundo punto se toma de la hoja de características para una corriente directa grande donde se conocen los valores de tensión y de corriente.

SEC. 3.9 RESISTENCIA EN CONTINUA DE UN DIODO

La resistencia en continua es igual a la tensión del diodo dividida entre la corriente en algún punto de trabajo. Esta resistencia es la que medirá un óhmetro. La resistencia en continua tiene aplicaciones limitadas, es pequeña en la región de polarización directa y grande en la región inversa.

SEC. 3.10 RECTAS DE CARGA

La corriente y la tensión en un circuito de diodo tendrá que satisfacer tanto la curva del diodo como la ley de Ohm para la resistencia de carga. Estos son dos requisitos diferentes que gráficamente se traducen en la intersección de la curva del diodo con la recta de carga.

SEC. 3.11 DIODOS DE MONTAJE SUPERFICIAL

Es habitual encontrar diodos de montaje superficial en los circuitos electrónicos modernos. Estos diodos son pequeños, eficientes y, normalmente, están disponibles en dos tipos encapsulado: SM (*surface mount*) o SOT (*small outline transistor*).

Definiciones

(3.1) Tensión umbral de un diodo de silicio:



$V_K \approx 0{,}7$ V

(3.2) Resistencia interna:



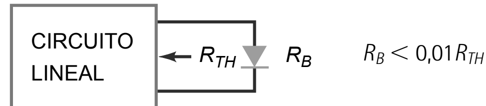
$R_B = R_P + R_N$

(3.4) Disipación de potencia máxima



$P_{máx} = V_{máx} I_{máx}$

(3.6) Condición para ignorar la resistencia interna:



$R_B < 0{,}01 R_{TH}$

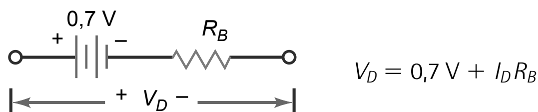
Derivaciones

(3.3) Disipación de potencia del diodo:



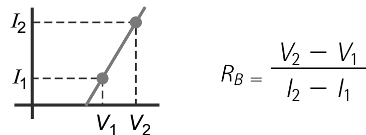
$P_D = V_D I_D$

(3.5) Tercera aproximación:



$V_D = 0{,}7\text{ V} + I_D R_B$

(3.7) Resistencia interna:



$$R_B = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1}$$

Cuestiones

1. Cuando la corriente en función de la tensión es una línea recta, el dispositivo se conoce como

a. activo
b. lineal
c. no lineal
d. pasivo

2. ¿Qué clase de dispositivo es una resistencia?

a. unilateral
b. lineal
c. no lineal
d. bipolar

3. ¿Qué clase de dispositivo es un diodo?

a. bilateral
b. lineal
c. no lineal
d. unipolar

4. ¿Cómo está polarizado un diodo que no conduce?

a. En directa
b. Al revés
c. Pobremente
d. En inversa

5. Cuando la corriente por el diodo es grande, la polarización es

a. directa
b. al revés
c. pobre
d. inversa

6. La tensión umbral de un diodo es aproximadamente igual a la

a. tensión aplicada
b. barrera de potencial
c. tensión de disrupción
d. tensión directa

7. La corriente inversa es la corriente de portadores minoritarios más la

a. corriente de avalancha
b. corriente directa
c. corriente superficial de fugas
d. corriente de zener

8. En la segunda aproximación, ¿qué tensión cae en un diodo de silicio polarizado en directa?

a. 0
b. 0,3 V
c. 0,7 V
d. 1 V

9. En la segunda aproximación, ¿qué corriente circula por un diodo de silicio polarizado en inversa?

a. 0
b. 1 mA
c. 300 mA
d. Ninguna de las anteriores

10. En la aproximación ideal, ¿cuál es la tensión en directa de un diodo?

a. 0
b. 0,7 V
c. Mayor que 0,7 V
d. 1 V

11. La resistencia interna de un diodo 1N4001 es

a. 0
b. 0,23 Ω
c. 10 Ω
d. 1 kΩ

12. Si la resistencia interna es cero, la curva por encima de la tensión umbral es

a. horizontal
b. vertical
c. inclinada 45°
d. Ninguna de las anteriores

13. El diodo ideal es generalmente adecuado para

a. detectar averías
b. realizar cálculos precisos
c. una tensión de fuente baja
d. una resistencia de carga pequeña

14. La segunda aproximación funciona bien para

a. detectar averías
b. una resistencia de carga grande
c. una tensión de fuente alta
d. Todas las anteriores

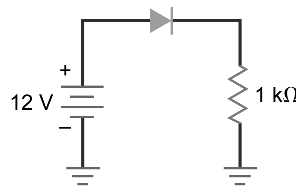
15. La única ocasión en la que es necesario utilizar la tercera aproximación es cuando

a. la resistencia de carga es pequeña
b. la tensión de fuente es alta
c. se detectan averías
d. Ninguna de las anteriores

16. ¿Cuál es la corriente en la carga del circuito de la Figura 3.21 si el diodo es ideal?

a. 0
b. 11,3 mA
c. 12 mA
d. 25 mA

Figura 3.21



17. ¿Cuál es la corriente en la carga del circuito de la Figura 3.21 si se emplea la segunda aproximación?

a. 0
b. 11.3 mA
c. 12 mA
d. 25 mA

18. ¿Cuál es la corriente en la carga del circuito de la Figura 3.21 si se emplea la tercera aproximación?

a. 0
b. 11.3 mA
c. 12 mA
d. 25 mA

19. Si el diodo del circuito de la Figura 3.21 está en circuito abierto, la tensión en la carga es

a. 0
b. 11,3 V
c. 20 V
d. −15 V

20. Si la resistencia del circuito de la Figura 3.21 no estuviera conectada a tierra, la tensión medida con un multímetro digital entre el terminal superior de la resistencia y tierra se aproximaría a

a. 0
b. 12 V
c. 20 V
d. −15 V

21. Semide una tensión en la carga del circuito de la Figura 3.21 12 V. El problema puede deberse a

a. un diodo cortocircuitado
b. un diodo en abierto
c. la resistencia de carga en abierto
d. demasiada tensión de alimentación

22. Utilizando la tercera aproximación en la Figura 3.21, ¿cómo de pequeña debe ser R_L antes de considerar la resistencia interna del diodo?

a. 1 Ω
b. 10 Ω
c. 23 Ω
d. 100 Ω

Problemas

SEC. 3.1 IDEAS BÁSICAS

3.1 Un diodo está en serie con una resistencia de 220 Ω. Si la tensión en la resistencia es de 6 V, ¿cuál será la corriente a través del diodo?

3.2 Un diodo tiene una tensión de 0,7 V y una corriente de 100 mA. ¿Cuál es la potencia en el diodo?

3.3 Dos diodos están conectados en serie. El primer diodo tiene una tensión de 0,75 V y el segundo de 0,8 V. Si la corriente en el primer diodo es de 400 mA, ¿cuál será la corriente a través del segundo diodo?

SEC. 3.2 EL DIODO IDEAL

3.4 En el circuito de la Figura 3.22*a*, calcular la corriente de carga, la tensión en la carga, la potencia del diodo y la potencia total.

3-5 Si se duplica el valor de la resistencia en el circuito de la Figura 3.22*a*, ¿cuál será la corriente por la carga?

3-6 En el circuito de la Figura 3.22*b*, calcular la corriente de carga, la tensión en la carga, la potencia del diodo y la potencia total.

3-7 Si se duplica el valor de la resistencia en el circuito de la Figura 3.22*b*, ¿cuál será la corriente por la carga?

3-8 Si en la Figura 3.22*b* se invierte la polaridad del diodo, ¿cuál será la corriente por el diodo? ¿Y la tensión del diodo?

SEC. 3.3 LA SEGUNDA APROXIMACIÓN

3.9 En el circuito de la Figura 3.22*a*, calcular la corriente de carga, la tensión en la carga, la potencia del diodo y la potencia total.

3.10 Si se duplica el valor de la resistencia en el circuito de la Figura 3.22*a*, ¿cuál será la corriente por la carga?

3.11 En el circuito de la Figura 3.22*b*, calcular la corriente de carga, la tensión en la carga, la potencia del diodo y la potencia total.

3.12 Si se duplica el valor de la resistencia en el circuito de la Figura 3.22*b*, ¿cuál será la corriente por la carga?

3.13 Si en la Figura 3.22*b* se invierte la polaridad del diodo, ¿cuál será la corriente por el diodo? ¿Y la tensión del diodo?

SEC. 3.4 LA TERCERA APROXIMACIÓN

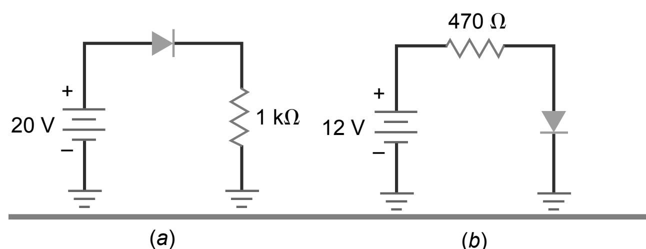
3.14 En el circuito de la Figura 3.22*a*, calcular la corriente de carga, la tensión en la carga, la potencia del diodo y la potencia total. (R_B = 0,23 Ω)

3.15 Si se duplica el valor de la resistencia en la Figura 3.22*a*, ¿cuál será la corriente por la carga? (R_B = 0,23 Ω)

3.16 En el circuito de la Figura 3.22*b*, calcular la corriente de carga, la tensión en la carga, la potencia del diodo y la potencia total. (R_B = 0,23 Ω)

3.17 Si se duplica el valor de la resistencia en la Figura 3.22*b*, ¿cuál será la corriente por la carga? (R_B = 0,23 Ω)

Figura 3.22



3.18 Si en la Figura 3.22*b* se invierte la polaridad del diodo, ¿cuál será la corriente por el diodo? ¿Y la tensión del diodo?

SEC. 3.5 DETECCIÓN DE AVERÍAS

3.19 Suponga que la tensión en el diodo de la Figura 3.23*a* es de 5 V. ¿Está el diodo en circuito abierto o en cortocircuito?

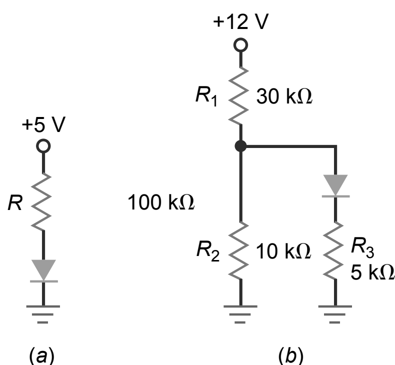
3.20 En el circuito de la Figura 3.23*a*, *R* se cortocircuita. ¿Cuál será la tensión del diodo? ¿Qué le ocurrirá al diodo?

3.21 Se miden 0 V en el diodo del circuito de la Figura 3.23*a*. A continuación, se comprueba la tensión de la fuente y se miden +5 V con respecto a tierra. ¿Cuál es el fallo del circuito?

3.22 En la Figura 3.23*b* se mide un potencial de +3 V en la unión de R_1 y R_2 (recuerde que los potenciales se miden siempre respecto a tierra). A continuación se miden 0 V en la unión del diodo y la resistencia de 5 kΩ. Enumere algunos de los posibles problemas.

3.23 Con un multímetro digital se obtienen unas lecturas de la tensión en directa y en inversa de un diodo de 0,7 V y 1,8 V. ¿Está el diodo funcionando correctamente?

Figura 3.23



SEC. 3.7 LECTURA DE UNA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

3.24 ¿Qué diodo de la serie 1N4001 elegiría si tuviese que soportar una tensión inversa de disrupción (*peak repetitive reverse voltage*) de 300 V?

3.25 La hoja de características muestra una banda en un extremo del diodo. ¿Cómo se llama esta banda? La flecha del símbolo eléctrico del diodo ¿entra o sale de esta banda?

3.26 El agua en ebullición tiene una temperatura de 100°C. Si un 1N4001 se cae en un recipiente con agua hirviendo, ¿se destruirá o no? Justifique su respuesta.

Pensamiento crítico

3.27 La siguiente tabla proporciona una serie de diodos y sus especificaciones para el caso peor:

Diodo	I_F	I_R
1N914	10 mA para 1 V	25 nA para 20 V
1N4001	1 A para 1,1 V	10 μA para 50 V
1N1185	10 A para 0,95 V	4,6 mA para 100 V

Calcule la resistencia en directa y en inversa para cada uno de los diodos.

3.28 En la Figura 3.23*a*, ¿qué valor debería tener *R* para proporcionar una corriente por el diodo de aproximadamente 20 mA?

3.29 ¿Qué valor debería tener R_2 en el circuito de la Figura 3.23*b* para proporcionar una corriente por el diodo de 0,25 mA?

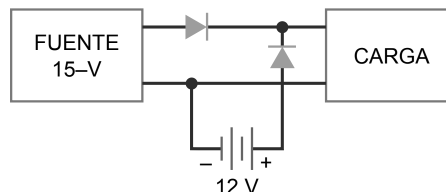
3.30 Un diodo de silicio tiene una corriente en directa de 50 mA para 1 V. Aplique la tercera aproximación para calcular la resistencia interna.

3.31 Dado un diodo de silicio con una corriente inversa de 5 μA a 25°C y 100 μA a 100°C, calcule la corriente superficial de fugas.

3.32 En el circuito de la Figura 3.23*b*, se desconecta la alimentación y el extremo superior de R_1 se conecta a tierra. A continuación, se utiliza un óhmetro para medir las resistencias en directa y en inversa del diodo. Ambas lecturas resultan ser idénticas. ¿Cuál es la lectura proporcionada por el óhmetro?

3.33 Algunos sistemas, como las alarmas antirrobos y las computadoras, emplean baterías de reserva para el caso de que la fuente de alimentación principal falle. Describa cómo funciona el circuito de la Figura 3.24.

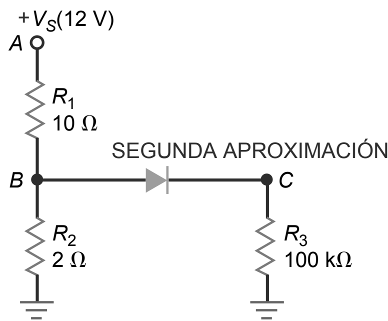
Figura 3.24



Análisis de circuitos de arriba-abajo

Utilice el circuito y la tabla facilitadas en la Figura 3.25 para los restantes problemas. Suponga incrementos de aproximadamente el 10 por ciento en cada variable independiente y emplee la segunda aproximación de un diodo.

Figura 3.25 Análisis de circuitos de arriba-abajo.



Variables independientes	VARIABLES DEPENDIENTES								
	V_A	V_B	V_C	I_1	I_2	I_3	P_1	P_2	P_3
V_S									
R_1									
R_2									
R_3									
V_K									

Para cada aumento de una variable independiente, determine qué harán las variables dependientes. ¿Aumentarán (A), disminuirán (D) o no variarán (N)? Consulte la Sección 3.6, Análisis de circuitos de arriba-abajo, para recordar el procedimiento.

3.34 Trate de predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila correspondiente a V_S. Compruebe sus respuestas. A continuación, responda a las siguientes preguntas de la forma más simple y rápida posible. ¿Qué efecto tiene sobre las variables dependientes del circuito un incremento de la tensión de la fuente?

3.35 Trate de predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila correspondiente a R_1. Compruebe sus respuestas. A continuación, resuma las conclusiones en una o dos frases.

3.36 Trate de predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila correspondiente a R_2. Compruebe sus respuestas. Enumere las variables dependientes que diminuyen. Explique por qué disminuyen dichas variables utilizando la ley de Ohm o ideas básicas similares.

3.37 Trate de predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila correspondiente a R_3. Enumere las variables dependientes que no varían. Explique por qué dichas variables no varían.

3.38 Trate de predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila correspondiente a V_K. Enumere las variables dependientes que diminuyen. Explique por qué disminuyen dichas variables .

Cuestiones de entrevista de trabajo

Para responder a las preguntas siguientes, cuando sea posible, dibuje circuitos, gráficas o cualquier otra cosa que sirva para ilustrar las respuestas. Si puede combinar palabras e imágenes en sus explicaciones, es más probable que comprendan lo que quiere decir. También puede prácticar en privado la entrevista y hablar de forma pausada y clara, esto le facilitará mucho las cosas cuando la entrevista real tenga lugar.

1. ¿Ha oido hablar del diodo ideal? En caso afirmativo, dígame qué es y cuándo debe utilizarse.
2. Una de las aproximaciones para un diodo es la segunda aproximación. Dígame cuál es el circuito equivalente y cuándo conduce un diodo de silicio.
3. Dibuje la curva del diodo y explíqueme en detalle las diferentes regiones de operación.
4. Un circuito que tengo en mi banco de trabajo del laboratorio destruye un diodo cada vez que lo reemplazo. Si dispongo de una hoja de características del diodo, dígame algunos de los parámetros que debería comprobar.
5. En términos básicos, describa cómo funciona un diodo dependiendo de si está polarizado en directa o en inversa.
6. ¿Cuál es la diferencia entre la tensión umbral típica de un diodo de germanio y un diodo de silicio?
7. ¿Cuál sería una buena técnica que un técnico podría emplear para determinar la corriente a través de un diodo sin destruir el circuito?
8. Si sospecha que hay un diodo defectuoso en una tarjeta de circuito impreso, ¿qué pasos daría para determinar que realmente es defectuoso?
9. Para que un diodo resulte útil, ¿cuánto más grande tiene que ser la resistencia cuando está polarizado en inversa que la resistencia con polarización directa?
10. ¿Cómo debería conectarse un diodo para evitar que una segunda batería se descargue en un vehículo de recreo y que todavía puede cargarse a partir de un alternador?
11. ¿Qué instrumentos puede utilizar para probar un diodo fuera y dentro de un circuito?
12. Describa en detalle el funcionamiento de un diodo. Incluya en su explicación los conceptos de portadores mayoritarios y minoritarios.

Respuestas al auto-test

1. b
2. b
3. c
4. d
5. a
6. b
7. c
8. c
9. a
10. a
11. b
12. b
13. a
14. d
15. a
16. c
17. b
18. b
19. a
20. b
21. a
22. c

Respuestas a los problemas prácticos

3.1 D_1 está polarizado en inversa;
D_2 está polarizado en directa.

3.2 $P_D = 2{,}2$ W

3.3 $I_L = 5$ mA

3.4 $V_L = 2$ V;
$I_L = 2$ mA

3.5 $V_L = 4{,}3$ V;
$I_L = 4{,}3$ mA;
$P_D = 3{,}01$ mW

3.6 $I_L = 1{,}77$ mA;
$V_L = 1{,}77$ V;
$P_D = 1{,}24$ mW

3.8 $R_T = 10{,}23\ \Omega$;
$I_L = 420$ mA;
$V_L = 4{,}2$ V;
$P_D = 335$ mW

Capítulo 4

Circuitos de diodos

La mayoría de los dispositivos electrónicos como las televisiones de alta definición, los reproductores de DVD/CD y las computadoras necesitan una tensión continua para funcionar correctamente. Como la red eléctrica proporciona tensión alterna, lo primero que tenemos que hacer es convertir la tensión alterna de la red en tensión continua. La parte del dispositivo electrónico que genera esta tensión continua se denomina fuente de alimentación. Dentro de las fuentes de alimentación hay circuitos que permiten que la corriente fluya sólo en una dirección. Estos circuitos son los **rectificadores.** Este capítulo se ocupa de los circuitos rectificadores, filtros, recortadores, cambiadores de nivel y multiplicadores de tensión.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Dibujar el esquema de un circuito rectificador de media onda y explicar su funcionamiento.
- Describir el papel del transformador de entrada en las fuentes de alimentación.
- Dibujar el esquema de un circuito rectificador de onda completa y explicar su funcionamiento.
- Dibujar el esquema de un rectificador en puente y explicar cómo funciona.
- Analizar el filtro con condensador a la entrada y su corriente inicial.
- Enumerar las tres principales características que se pueden encontrar en la hoja de características de un diodo rectificador.
- Explicar cómo funcionan los recortadores y dibujar sus formas de onda.
- Explicar cómo funcionan los cambiadores de nivel y dibujar sus formas de onda.
- Describir el modo en el que operan los multiplicadores de tensión.

Vocabulario

cambiador de nivel
CI refgulador de tensión
circuito integrado
condensador polarizado
corriente de carga unidireccional
corriente inicial
detector de pico
filtro
filtro con condensador de entrada
filtro de choque
filtro pasivo
fuente de alimentación
multiplicador de tensión
recortador
rectificador de media onda
rectificador de onda completa
rectificador en puente
rectificadores
resistencia inicial
rizado
tensión inversa de pico
regulador conmutado
valor de continua de una señal

4.1 El rectificador de media onda

La Figura 4.1*a* muestra un circuito **rectificador de media onda**. La fuente de alterna produce una tensión sinusoidal. Suponiendo un diodo ideal, el semiciclo positivo de la tensión de fuente polarizará el diodo en directa. Dado que el interruptor está cerrado, como se muestra en la Figura 4.1*b*, el semiciclo positivo de la tensión de la fuente aparecerá en la resistencia de carga. En el semiciclo negativo, el diodo está polarizado en inversa. En este caso, el diodo ideal se comportará como un interruptor abierto, como se ve en la Figura 4.1 *c*, y no caerá tensión en la resistencia de carga

Formas de onda ideales

La Figura 4.2*a* muestra una representación gráfica de la forma de onda de la tensión de entrada. Es una onda sinusoidal pura con un valor instantáneo v_{in} y un valor de pico $V_{p(in)}$. Una onda sinusoidal pura como ésta tiene un valor medio de cero en un ciclo, porque cada tensión instantánea tiene una tensión igual y opuesta medio ciclo después. Si se mide esta tensión con un voltímetro de continua, se leerá 0 porque un voltímetro de continua indica el valor medio.

En el rectificador de media onda de la Figura 4.2 *b*, el diodo conduce durante los semiciclos positivos pero no durante los semiciclos negativos. A causa de esto, el circuito recorta los semiciclos negativos, como se muestra en la Figura 4.2*c*. Una forma de onda como ésta se denomina *señal de media onda*. Esta tensión de media onda produce una **corriente de carga unidireccional**. Esto significa que sólo circula en una dirección. Si se invirtiera el diodo, los pulsos de salida serían negativos.

Una señal de media onda como la mostrada en la Figura 4.2*c* es una tensión continua pulsante que crece hasta un máximo, decrece hasta cero y permanece en 0 durante el semiciclo negativo. Éste no es el tipo de tensión continua que se necesita para los equipos electrónicos. Lo que se necesita es una tensión constante, la misma que se obtiene de una batería. Para obtener este tipo de tensión, necesitamos **filtrar** la señal de media onda (lo que se explica más adelante en este capítulo).

Cuando se detectan averías, se puede usar el diodo ideal para analizar el rectificador de media onda. Es útil recordar que la tensión de salida de pico es igual a la tensión de entrada de pico:

$$\textbf{Media onda ideal: } V_{p(out)} = V_{p(in)} \qquad (4.1)$$

Valor de continua de la señal de media onda

El **valor de continua de una señal** es el mismo que el valor medio. Si mide una señal con un voltímetro de continua, la lectura será igual al valor medio. En cursos básicos habrá estudiado cómo obtener el valor de continua de una señal de media onda por derivación. La fórmula es:

$$\textbf{Media onda: } V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} \qquad (4.2)$$

La demostración de esta derivación requiere algunos cálculos porque hay que obtener el valor medio en un ciclo.

Dado que $1/\pi \approx 0{,}318$, podemos escribir la Ecuación (4.2) como:

$$V_{dc} \approx 0{,}318V_p$$

INFORMACIÓN ÚTIL

El valor rms o eficaz de una señal de media onda se puede determinar mediante la siguiente fórmula:

$$V_{rms} = 1{,}57V_{medio}$$

donde $V_{medio} = V_{dc} = 0{,}318V_p$. Otra fórmula que también se puede usar es:

$$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$$

En cualquier forma de onda, el valor rms se corresponde con el valor de continua equivalente que producirá el mismo efecto térmico.

Figura 4.1 (*a*) Rectificador de media onda ideal. (*b*) Semiciclo positivo. (*c*) Semiciclo negativo.

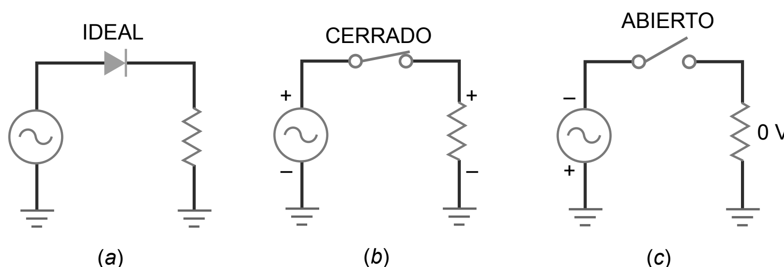
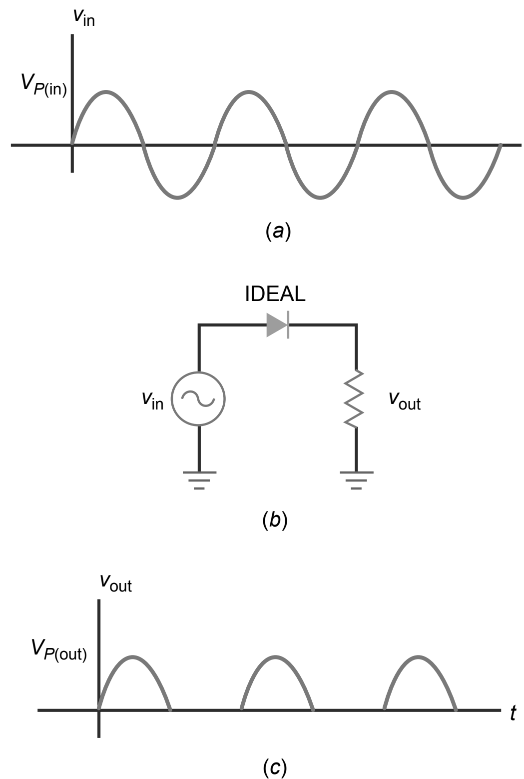


Figura 4.2 (*a*) Entrada al rectificador de media onda. (*b*) Circuito. (*c*) Salida del rectificador de media onda.



Cuando la ecuación se escribe de esta manera, se puede ver que el valor de continua o medio es igual al 31,8 por ciento del valor de pico. Por ejemplo, si la tensión de pico de la señal de media onda es 100 V, la tensión continua o media es 31,8 V.

Frecuencia de salida

La frecuencia de salida es la misma que la frecuencia de entrada. Esto tiene sentido cuando se compara la Figura 4.2*c* con la Figura 4.2*a*. Cada ciclo de la tensión de entrada produce un ciclo de la tensión de salida. Por tanto, podemos escribir:

Media onda: $f_{out} = f_{in}$ **(4.3)**

Utilizaremos esta relación más adelante con los filtros.

Segunda aproximación

No obtenemos una tensión de media onda perfecta en la resistencia de car ga. Debido a la barrera de potencial, el diodo no conduce hasta que la tensión de la fuente alterna alcanza aproximadamente 0,7 V. Cuando la tensión de pico de la fuente es mucho mayor que 0,7V, la tensión en la carga será similar a una señal de media onda. Por ejemplo, si la tensión de pico de la fuente es de 100 V, la tensión en la carga será muy próxima a una tensión de media onda perfecta. Si la tensión de pico de la fuente es sólo de 5 V, la tensión en la carga tendrá un pico de sólo 4,3 V. Cuando se necesita obtener una mejor respuesta, se puede usar esta derivación:

Segunda aproximación de la señal de media onda: $V_{p(out)} = V_{p(in)} - 0{,}7\text{ V}$ **(4.4)**

Aproximaciones de orden superior

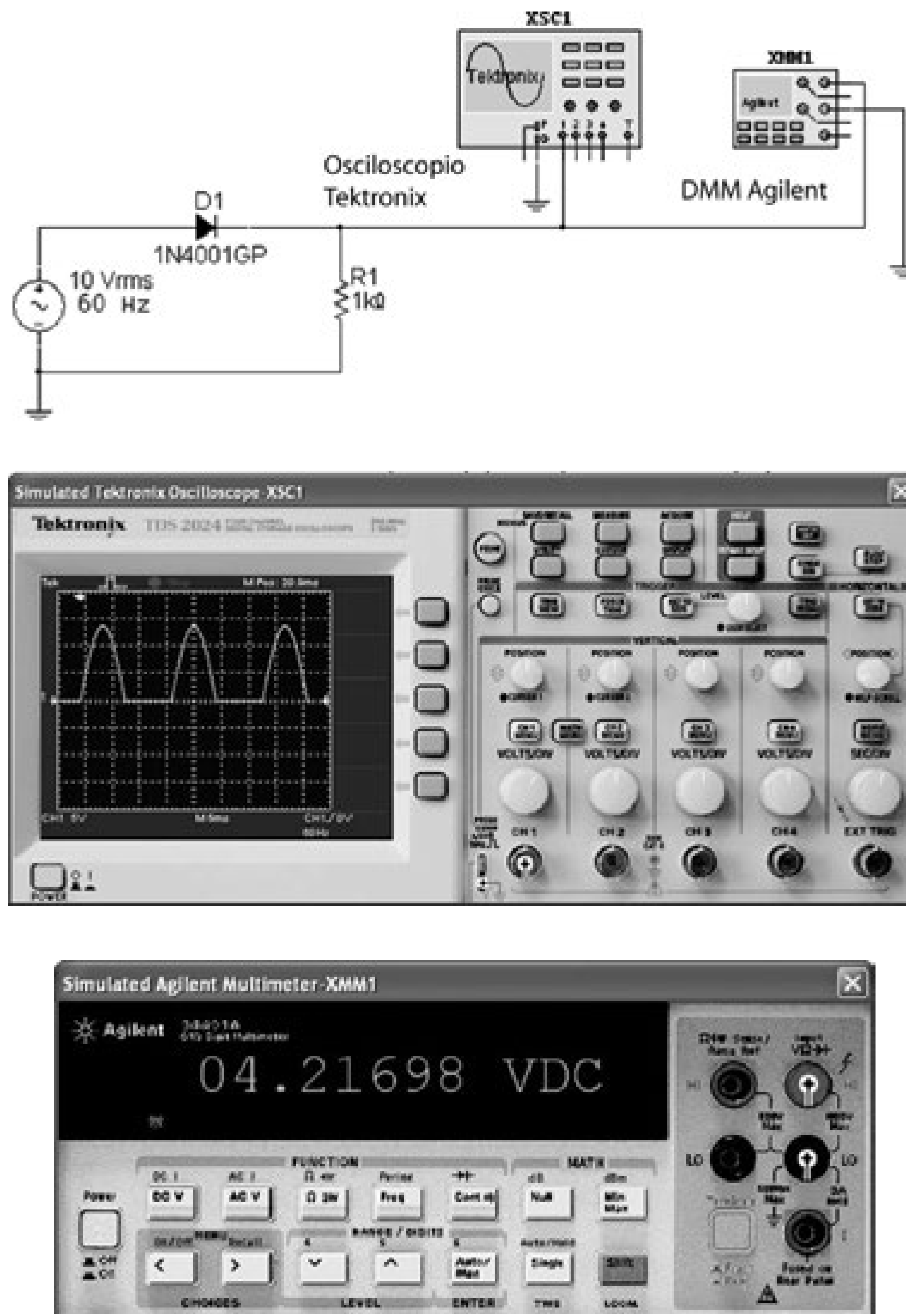
La mayoría de los diseñadores se aseguran de que la resistencia interna sea mucho menor que la resistencia de Thevenin que ve el diodo. Por esta razón, podemos ignorar la resistencia interna en la mayoría de los casos. Si se necesita una mayor precisión que la que se puede obtener con la segunda aproximación, se debería usar una computadora y un programa de simulación de circuitos.

Ejemplo 4.1

La Figura 4.3 muestra un rectificador de media onda que se puede construir en el banco de pruebas del laboratorio o en una computadora con un programa de simulación de circuitos. Se conecta un osciloscopio en paralelo con la resistencia de 1 kΩ y veremos la tensión de media onda en la carga. También se conecta un multímetro en paralelo con 1 kΩ para leer la tensión continua en la carga. Calcular los valores teóricos de la tensión de pico y continua en la carga. A continuación, compare estos valores con las lecturas obtenidas en el osciloscopio y el multímetro.

SOLUCIÓN En la Figura 4.3 se muestra una fuente de alterna de 10V y 60 Hz. Los esquemáticos normalmente muestran las fuentes de alterna como valores eficaces o rms. Recordemos que el *valor eficaz* es el valor de una tensión continua que produce el mismo efecto térmico que una tensión alterna.

Figura 4.3 Ejemplo de laboratorio del rectificador de media onda.



Como la tensión de la fuente es 10 V rms, lo primero que hay que hacer es calcular el valor del pico de la fuente de alterna. Ya sabemos por cursos anteriores que el valor rms de una onda sinusoidal es igual a:

$$V_{\text{rms}} = 0{,}707 V_p$$

Por tanto, la tensión de pico de la fuente en la Figura 4.3:

$$V_p = \frac{V_{\text{rms}}}{0{,}707} = \frac{10\text{ V}}{0{,}707} = 14{,}1\text{ V}$$

Con un diodo ideal, la tensión de pico en la carga es:

$$V_{p(\text{out})} = V_{p(\text{in})} = 14{,}1\text{ V}$$

La tensión continua (dc) en la carga es:

$$V_{\text{dc}} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{14{,}1\text{ V}}{\pi} = 4{,}49\text{ V}$$

Con la segunda aproximación, obtenemos una tensión de pico en la carga de:

$$V_{p(\text{out})} = V_{p(\text{in})} - 0{,}7\text{ V} = 14{,}1\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 13{,}4\text{ V}$$

y una tensión continua en la carga de:

$$V_{\text{dc}} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{13{,}4\text{ V}}{\pi} = 4{,}27\text{ V}$$

La Figura 4.3 muestra los valores que un osciloscopio y un multímetro leerán. El canal 1 del osciloscopio se coloca en cinco voltios por división (5V/Div.). La señal de media onda tiene un valor de pico entre 13 y 14 V, lo que está de acuerdo con el resultado obtenido con la segunda aproximación. El multímetro también da un resultado de acuerdo con los valores teóricos, porque lee aproximadamente 4,22 V.

PROBLEMA PRÁCTICO 4.1 En la Figura 4.3 cambie la fuente de tensión alterna a 15V. Aplicando la segunda aproximación, calcule la tensión continua en la carga V_{dc}.

4.2 El transformador

En Estados Unidos, las compañías eléctricas proporcionan una tensión de red nominal de 120 V rms a una frecuencia de 60 Hz (en España, la tensión nominal es de 220 V a 50 Hz). La tensión real de un enchufe eléctrico fluctúa entre los 105 y los 125 V rms, dependiendo de la hora, la localidad y de otros factores. En cualquier caso, la tensión de línea de la red eléctrica es demasiado elevada para la mayor parte de los dispositivos empleados en circuitos electrónicos. Por esta causa, generalmente se emplea un transformador en casi todos los equipos electrónicos. El transformador reduce la tensión a niveles inferiores, más adecuados para su uso en diodos y transistores, y otros dispositivos semiconductores.

Idea básica

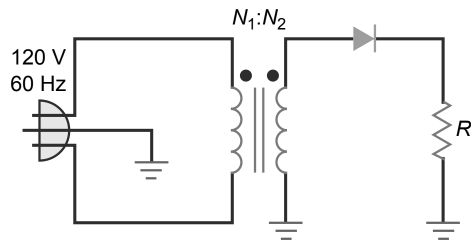
En cursos anteriores se habrán estudiado en detalle los transformadores, por lo que aquí sólo haremos un breve repaso. En la Figura 4.4 se muestra un transformador Podemos ver la tensión de la red eléctrica aplicada al devanado primario del transformador. Normalmente, el enchufe tiene un tercera conexión para poner a tierra el equipo. A causa de la relación de espiras N_1/N_2, la tensión del secundario se ve reducida cuando N_1 es mayor que N_2.

Puntos indicadores de fase

Recuerde el significado de los puntos indicadores de fase que se ponen en los extremos superiores de los devanados. Los extremos con punto tienen la misma fase instantánea. En otras palabras, cuando un semiciclo positivo aparece en el primario, un semiciclo positivo aparece en el secundario. Si el secundario estuviera en el extremo de tierra, la tensión del secundario estaría desfasada 180° respecto a la tensión del primario.

En el semiciclo positivo de la tensión del primario, la señal en el devanado secundario es una semionda sinusoidal positiva y el diodo está polarizado en directa. En el semiciclo negativo de la tensión del primario, la señal

Figura 4.4 Rectificador de media onda con transformador.



en el devanado secundario es un semionda negativa y el diodo está polarizado en inversa. Suponiendo un diodo ideal, obtendremos en la carga una tensión de media onda.

Relación de espiras

Recuerde de cursos anteriores la siguiente derivación:

$$\mathbf{V_2 = \frac{V_1}{N_1/N_2}} \tag{4.5}$$

Esta relación quiere decir que la tensión en el secundario es igual a la tensión del primario dividida entre la relación de espiras. Algunas veces verá esta forma equivalente:

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1$$

Lo que indica que la tensión en el secundario es igual a la inversa de la relación de espiras multiplicado por la tensión en el primario.

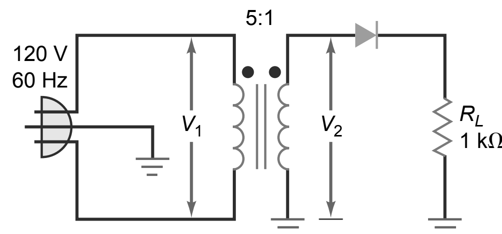
Se puede usar cualquiera de las dos fórmulas para valores rms, de pico y tensiones instantáneas. La mayoría de las veces, usaremos la Ecuación (4.5) con valores rms, porque las fuentes de tensión alterna se especifican casi siempre como valores rms.

Los términos *elevar* y *reducir* también se emplean al hablar de transformadores. Estos términos siempre relacionan la tensión del secundario con la tensión del primario. Esto significa que un transformador elevador producirá una tensión en el secundario que es mayor que la del primario, y un transformador reductor producirá una tensión en el secundario que es menor que la del primario.

Ejemplo 4.2

¿Cuáles son la tensión de pico y la tensión continua en la carga del circuito de la Figura 4.5?

Figura 4.5



SOLUCIÓN El transformador tiene una relación de espiras de 5:1. Esto significa que la tensión rms del secundario es un quinto de la tensión en el primario:

$$V_2 = \frac{120\text{ V}}{5} = 24\text{ V}$$

y la tensión de pico en el secundario es:

$$V_p = \frac{24\text{ V}}{0{,}707} = 34\text{ V}$$

Con un diodo ideal, la tensión de pico en la carga es:

$$V_{p(\text{out})} = 34\text{ V}$$

La tensión continua en la carga es:

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{34 \text{ V}}{\pi} = 10{,}8 \text{ V}$$

Con la segunda aproximación, la tensión de pico en la carga es:

$$V_{p(out)} = 34 \text{ V} - 0{,}7 \text{ V} = 33{,}3 \text{ V}$$

y la tensión continua en la carga es:

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{33{,}3 \text{ V}}{\pi} = 10{,}6 \text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 4.2 En el circuito de la Figura 4.5 cambie la relación de espiras del transformador a 2:1 y calcule la tensión continua en la carga en el caso ideal.

4.3 El rectificador de onda completa

La Figura 4.6*a* muestra un **rectificador de onda completa**. Observe que la conexión intermedia del devanado del secundario está conectada a masa. El circuito de onda completa es equivalente a dos rectificadores de media onda. Debido a la conexión central, cada unos de estos rectificadores tiene una tensión de entrada igual a la mitad de la tensión del secundario. El diodo D_1 conduce durante el semiciclo positivo y el diodo D_2 conduce durante el semiciclo negativo. Como resultado, la corriente de carga rectificada fluye durante ambos semiciclos. El rectificador de onda completa se comporta como dos rectificadores de media onda en oposición.

La Figura 4.6*b* muestra el circuito equivalente para el semiciclo positivo. Como se puede ver , D_1 está polarizado en directa, lo que produce una tensión positiva en la carga, como se indica mediante la polaridad más-menos en la resistencia de carga. La Figura 4.6*c* muestra el circuito equivalente para el semiciclo negativo. Esta vez, D_2 está polarizado en directa. Como se puede comprobar, esto también produce una tensión de carga positiva.

Durante ambos semiciclos, la tensión en la carga tiene la misma polaridad y la corriente por la carga circula en la misma dirección. El circuito se denomina *rectificador de onda completa*, porque ha transformado la tensión alterna de entrada en una tensión de salida pulsante continua como la mostrada en la Figura 4.6*d*. Esta forma de onda tiene algunas propiedades interesantes que se exponen a continuación.

Valor medio o de continua

Dado que la señal de onda completa tiene el doble de ciclos positivos que la señal de media onda, el valor de continua o valor medio es el doble como mucho y viene dado por:

$$\textbf{Onda completa: } V_{dc} = \frac{2V_p}{\pi} \qquad \textbf{(4.6)}$$

Puesto que $2/\pi = 0{,}636$, podemos escribir la Ecuación (4.6) como:

$$V_{dc} \approx 0{,}636 V_p$$

De esta forma, podemos ver que el valor de continua o valor medio es igual al 63,6 por 100 del valor de pico. Por ejemplo, si la tensión de pico de la señal de onda completa es 100V, el valor de continua o valor medio es igual a 63,6 V.

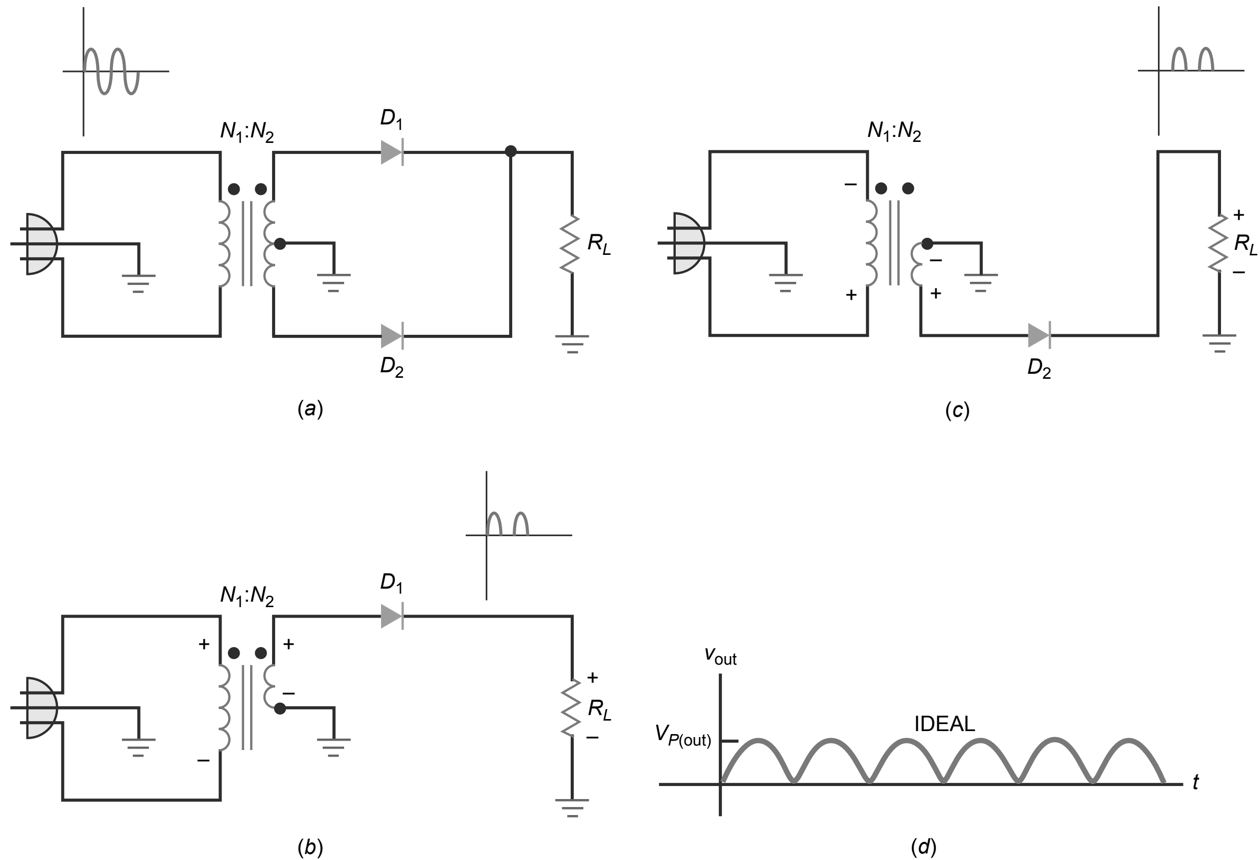
INFORMACIÓN ÚTIL

El valor rms de una señal de onda completa es $V_{rms} = 0{,}707V_p$, que es el mismo que el valor V_{rms} de una onda sinusoidal completa.

Frecuencia de salida

Con un rectificador de media onda, la frecuencia de salida es igual a la de entrada. Pero con un rectificador de onda completa, algo inusual le sucede a la frecuencia de salida. La tensión alterna de la red eléctrica tiene una frecuencia de 60 Hz (50Hz). Por tanto, el período de entrada es igual a:

Figura 4.6 (*a*) Rectificador de onda completa. (*b*) Circuito equivalente para el semiciclo positivo. (*c*) Circuito equivalente para el semiciclo negativo. (*d*) Salida de onda completa.



$$T_{in} = \frac{1}{f} = \frac{1}{60\text{ Hz}} = 16{,}7\text{ ms}$$

A causa de la rectificación de onda completa, el período de la señal de onda completa es la mitad que el período de entrada:

$$T_{out} = 0{,}5\ (16{,}7\text{ ms}) = 8{,}33\text{ ms}$$

Si tiene alguna duda, compare la Figura 4.6*d* con la Figura 4.6*c*. Cuando calculamos la frecuencia de salida obtenemos:

$$f_{out} = \frac{1}{T_{out}} = \frac{1}{8{,}33\text{ ms}} = 120\text{ Hz}$$

La frecuencia de la señal de onda completa es el doble de la frecuencia de entrada. Esto es lógico: una señal de salida de onda completa tiene el doble de ciclos que una entrada sinusoidal. El rectificador de onda completa invierte cada semiciclo negativo, así se obtienen el doble de semiciclos positivos. El efecto de esto es que la frecuencia se duplica. Como una derivación, tenemos que:

Onda completa: $f_{out} = 2f_{in}$ **(4.7)**

Segunda aproximación

Dado que el rectificador de onda completa se comporta como dos rectificadores de media onda en oposición, podemos usar la segunda aproximación dada anteriormente. La idea consiste en restar 0,7V de la tensión de salida de pico ideal. El siguiente ejemplo ilustra esta idea.

Ejemplo 4.3

La Figura 4.7 muestra un rectificador de onda completa que se puede construir en un banco de pruebas del laboratorio o en una computadora con un programa de simulación de circuitos. El canal 1 del osciloscopio muestra la tensión del primario (onda sinusoidal) y el canal 2 muestra la tensión en la caga (señal de onda completa). Calcule las tensiones de pico de entrada y de salida. A continuación, compare los valores teóricos con los valores medidos.

SOLUCIÓN

La tensión de pico en el primario es:

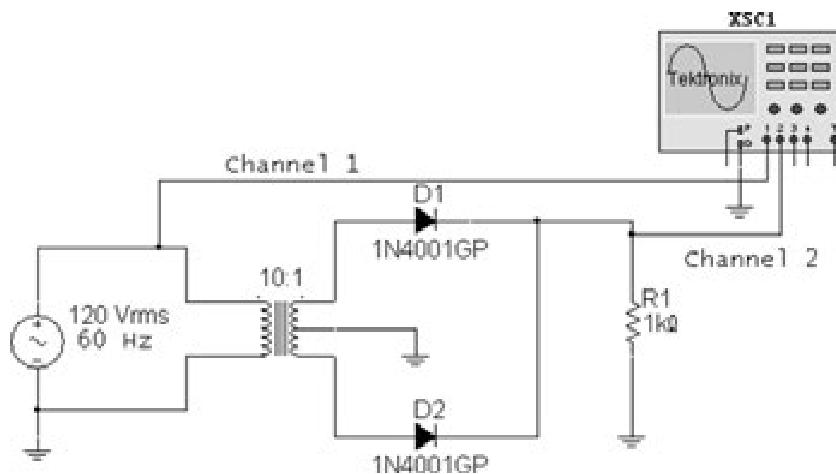
$$V_{p(1)} = \frac{V_{\text{rms}}}{0{,}707} = \frac{120\text{ V}}{0{,}707} = 170\text{ V}$$

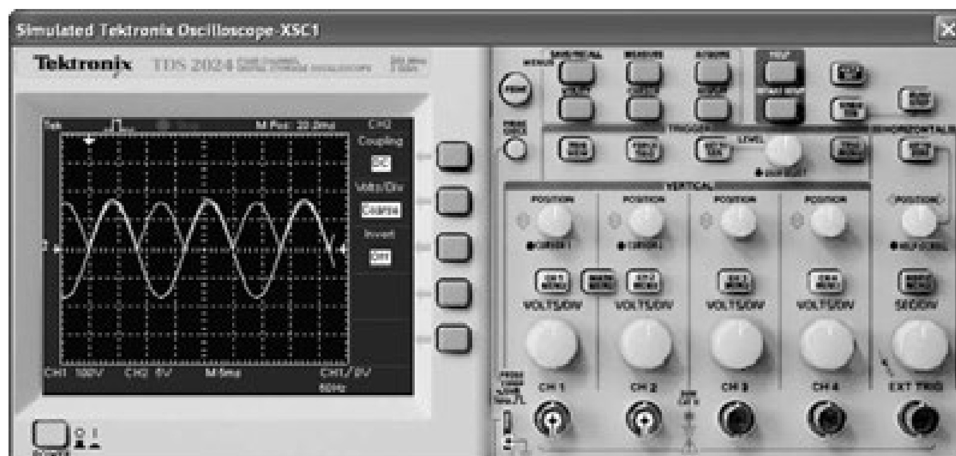
Puesto que se trata de un transformador reductor de relación 10:1, la tensión de pico en el secundario es:

$$V_{p(2)} = \frac{V_{p(1)}}{N_1/N_2} = \frac{170\text{ V}}{10} = 17\text{ V}$$

El rectificador de onda completa actúa como dos rectificadores de media onda en oposición. A causa de la conexión central, la tensión de entrada en cada rectificador de media onda es sólo la mitad de la tensión del secundario:

Figura 4.7 Ejemplo de laboratorio del rectificador de onda completa.





$$V_{p(\text{in})} = 0{,}5(17\ \text{V}) = 8{,}5\ \text{V}$$

Idealmente, la tensión de salida es:

$$V_{p(\text{out})} = 8{,}5\ \text{V}$$

Utilizando la segunda aproximación:

$$V_{p(\text{out})} = 8{,}5\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 7{,}8\ \text{V}$$

Ahora, comparemos los valores teóricos con los valores medidos. La sensibilidad del canal 1 es 100 V/Div. Como la señal de entrada sinusoidal ocupa unas 1,7 divisiones, su valor de pico es aproximadamente 170 V. El canal 2 tiene una sensibilidad de 5V/Div. Como la señal de salida de onda completa ocupa unas 1,4 divisiones, su valor de pico es aproximadamente de 7 V. Ambas lecturas de entrada y salida concuerdan razonablemente con los valores teóricos.

Una vez más observe que la segunda aproximación mejora la respuesta sólo ligeramente. Si estuviera detectando averías, esta mejora no le aportaría mucho. Si algo no funciona en el circuito, lo más probable es que la salida de onda completa difiera drásticamente del valor ideal de 8,5 V.

PROBLEMA PRÁCTICO 4.3 En el circuito de la Figura 4.7, cambie la relación de espiras del transformador a 5:1 y, aplicando la segunda aproximación, calcule las tensiones V_p (in) y V_p (out).

Ejemplo 4.4

Si uno de los diodos del circuito de la Figura 4.7 estuviera en circuito abierto, ¿qué sucedería con las diferentes tensiones?

SOLUCIÓN Si uno de los diodos estuviera en abierto, el circuito se convierte en un rectificador de media onda. En este caso, la mitad de la tensión en el secundario es todavía 8,5 V, pero la tensión en la carga será una señal de media onda en vez de una señal de onda completa. Esta tensión de media onda todavía tendrá un valor de pico de 8,5 V (idealmente) o de 7,8 V (segunda aproximación).

4.4 El rectificador en puente

La Figura 4.8*a* muestra un **rectificador en puente**. El rectificador en puente es similar a un rectificador de onda completa porque genera una tensión de salida de onda completa. Los diodos D_1 y D_2 conducen en el semiciclo positivo y los diodos D_3 y D_4 conducen en el semiciclo negativo. Como resultado, la corriente por la carga rectificada circula durante ambos semiciclos.

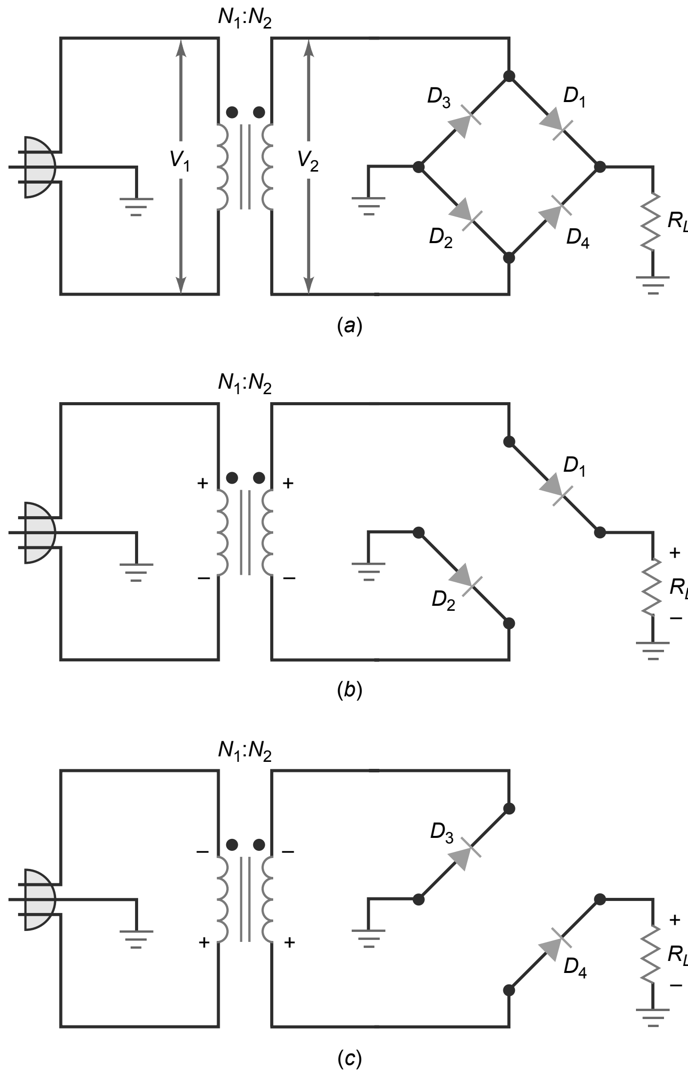
La Figura 4.8*b* muestra el circuito equivalente para el semiciclo positivo. Como puede ver, D_1 y D_2 están polarizados en directa, lo que produce una tensión positiva en la carga, como se indica mediante la polaridad más-menos en la resistencia de carga. Para recordar esta idea, imagine D_2 cortocircuitado. De este modo, el circuito que nos queda es un rectificador de media onda, con el que ya estamos familiarizados.

La Figura 4.8*c* presenta el circuito equivalente para el semiciclo negativo. Esta vez, D_3 y D_4 están polarizados en directa, lo que también produce una tensión positiva en la carga. Si imagina ahora D_3 cortocircuitado, el circuito será similar a un rectificador de media onda. Por tanto, el rectificador en puente actúa como dos rectificadores de media onda en oposición.

Durante ambos semiciclos, la tensión en la carga tiene la misma polaridad y la corriente de carga circula en la misma dirección. El circuito ha transformado la tensión de entrada alterna en una señal de salida continua pulsante, como se muestra en la Figura 4.8*d*. Observe la ventaja de este tipo de rectificación de onda completa sobre la versión con conexión central estudiada en la sección anterior: *puede emplearse toda la tensión del secundario.*

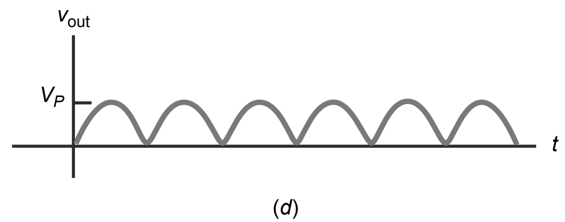
La Figura 4.8*e* muestra encapsulados de rectificadores en puente que contienen cuatro diodos.

Figura 4.8 (*a*) Rectificador en puente. (*b*) Circuito equivalente para el semiciclo positivo. (*c*) Circuito equivalente para el semiciclo negativo (*d*) Salida de onda completa. (*e*) Encapsulados de rectificadores en puente.

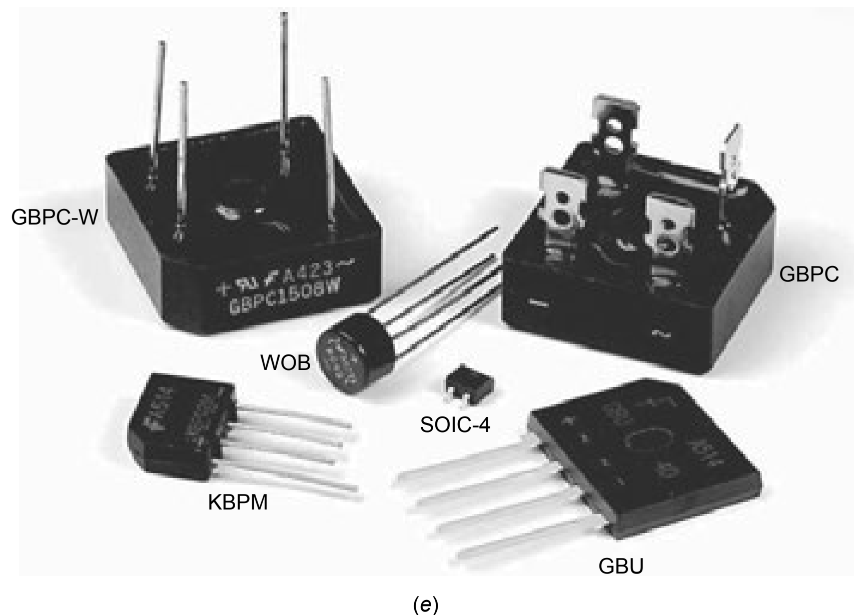


INFORMACIÓN ÚTIL

Cuando se emplea un rectificador en puente, en oposición a un rectificador de onda completa de dos diodos, puede obtenerse la misma tensión continua de salida con un transformador que tenga una relación de espiras N_1/N_2 muy alta. Esto quiere decir que con un rectificador en puente serán necesarias menos espiras en el transformador. Por tanto, el transformador utilizado con un rectificador en puente frente a un rectificador de onda completa de dos diodos será más pequeño y ligero, además de más barato. Esta ventaja sólo tiene importancia porque se usan cuatro diodos en lugar de los dos de un rectificador de onda completa convencional.



(*d*)



(*e*)

Valor medio y frecuencia de salida

Dado que un rectificador en puente produce una salida de onda completa, las ecuaciones para el valor medio y la frecuencia de salida son las mismas que para el rectificador de onda completa:

$$V_{dc} = \frac{2V_p}{\pi}$$

y

$$f_{out} = 2f_{in}$$

El valor medio es el 63,3 por cien del valor del pico y la frecuencia de salida es 120 Hz, para una frecuencia de red de 60 Hz.

Una ventaja de un rectificador en puente es que toda la tensión del secundario se usa como entrada al rectificador. Dado el mismo transformador, obtenemos el doble de la tensión de pico y el doble de la tensión continua con un rectificador en puente que con un rectificador de onda completa. Duplicar la tensión de salida continua compensa el uso de dos diodos extra. Por regla general, verá el *rectificador puente en muchas más aplicaciones que el rectificador de onda completa.*

El rectificador de onda completa se usó durante muchos años antes de que apareciera el rectificador en puente. Por esta razón, ha mantenido el nombre de rectificador de onda completa incluso aunque el rectificador en puente tiene una salida de onda completa. Para distinguir el rectificador de onda completa del rectificador en puente, en algunos textos el rectificador de onda completa se denomina *rectificador de onda completa convencional*, *rectificador de onda completa de dos diodos* o *rectificador de onda completa con conexión central*.

Segunda aproximación y otras pérdidas

Dado que el rectificador en puente tiene dos diodos en el camino de conducción, la tensión de pico viene dada por:

2ª aproximación, en puente: $V_{p(out)} = V_{p(in)} - 1{,}4\text{ V}$ **(4.8)**

Como puede observar, hemos restado dos caídas de tensión de diodo del valor de pico para obtener un valor de tensión de pico en la carga más preciso. La Tabla-resumen 4.1 compara los tres rectificadores y sus propiedades.

Tabla resumen 4.1 Rectificadores no filtrados

	Media onda	Onda completa	En puente
Número de diodos	1	2	4
Entrada del rectificador	$V_{p(2)}$	$0{,}5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Tensión de pico de salida (ideal)	$V_{p(2)}$	$0{,}5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Tensión de pico de salida (2ª aproximación)	$V_{p(2)} - 0{,}7$ V	$0{,}5V_{p(2)} - 0{,}7$ V	$V_{p(2)} - 1{,}4$ V
Tensión de salida en continua	$V_{p(out)}/\pi$	$2V_{p(out)}/\pi$	$2V_{p(out)}/\pi$
Frecuencia de rizado	f_{in}	$2f_{in}$	$2f_{in}$

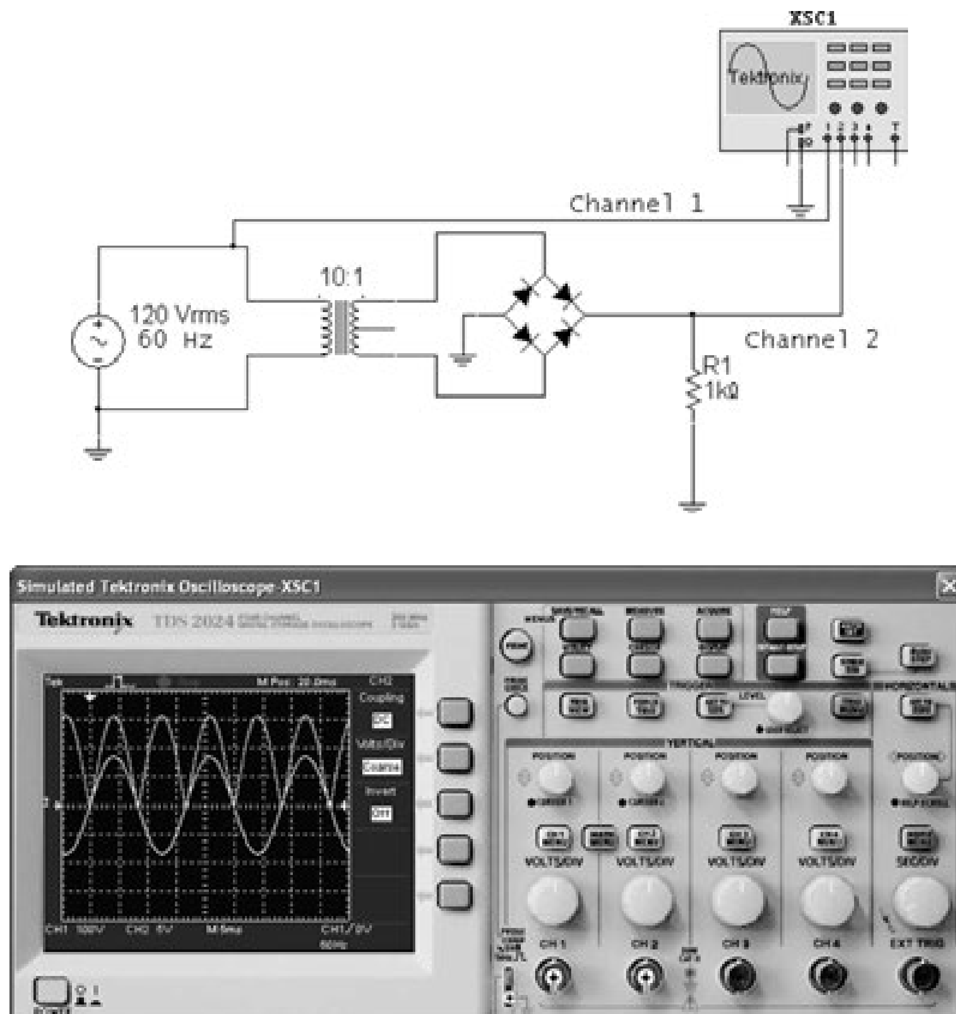
*$V_{p(2)}$ = tensión de pico en el secundario; $V_{p(out)}$ = tensión de pico de salida.

Ejemplo 4.5

Calcular las tensiones de pico de entrada y de salida en la Figura 4.9. A continuación, comparar los resultados teóricos con los medidos.

Observe que el circuito utiliza un rectificador en puente.

Figura 4.9 Ejemplo de laboratorio de rectificador en puente.



SOLUCIÓN Las tensiones de pico en el primario y en el secundario son las mismas que en el Ejemplo 4.3:

$$V_{p(1)} = 170 \text{ V}$$
$$V_{p(2)} = 17 \text{ V}$$

En un rectificador en puente, toda la tensión del secundario se usa como entrada al rectificador. Idealmente, la tensión de pico de salida es:

$$V_{p(\text{out})} = 17 \text{ V}$$

Aplicando la segunda aproximación:

$$V_{p(\text{out})} = 17 \text{ V} - 1{,}4 \text{ V} = 15{,}6 \text{ V}$$

Ahora, comparemos los valores teóricos con los medidos. La sensibilidad del canal 1 es 100V/DivComo la entrada sinusoidal ocupa unas 1,7 divisiones, su valor del pico es aproximadamente 170 V. El canal 2 tiene una sensibilidad de 5 V/Div. Como la salida de media onda ocupa aproximadamente 3,2 divisiones, su valor de pico es unos 16 V. Ambas lecturas de entrada y salida son aproximadamente iguales a sus valores teóricos.

PROBLEMA PRÁCTICO 4.5 Continuando con el Ejemplo 4.5, calcule los valores de V_p(out) ideal y de segunda aproximación utilizando un transformador con una relación de espiras 5:1.

4.5 El filtro de choque

En el pasado, el filtro de choque se empleaba frecuentemente para filtrar la salida de un rectificador. Aunque se ha dejado usar, por razón de su coste, tamaño y peso, este tipo de filtro tiene valor didáctico y ayuda a comprender más fácilmente otros filtros.

Idea básica

El filtro que se muestra en la Figura 4.10a se denomina **filtro de choque**. La fuente de alterna genera una corriente en la bobina, el condensador y la resistencia. La corriente alterna en cada componente depende de la reactancia inductiva, la reactancia del condensador y la resistencia. La bobina tiene una reactancia dada por:

$$X_L = 2\pi fL$$

El condensador tiene una reactancia dada por:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

Como habrá estudiado en cursos anteriores, la bobina (choque) tiene la característica principal de oponerse a las variaciones de la corriente. Debido a ello, idealmente, un filtro de choque reduce la corriente alterna en la resistencia de carga a cero. En una segunda aproximación, reduce la corriente de alterna a un valor muy pequeño. Veamos por qué.

El primer requisito de un filtro de choque bien diseñado consiste en que X_C para la frecuencia de entrada tiene que ser mucho menor que R_L. Cuando se cumple esta condición, podemos ignorar la resistencia de carga y usar el circuito equivalente de la Figura 4.10*b*. El segundo requisito de un filtro de choque bien diseñado es que X_L tiene que ser mucho mayor que X_C para la frecuencia de entrada. Cuando se cumple esta condición, la tensión alterna de salida se aproxima a cero. Por otro lado, como el choque se aproxima a un cortocircuito a 0 Hz y el condensador se comporta como un circuito abierto a 0 Hz, la corriente continua puede llegar a la resistencia de carga con pocas pérdidas.

En la Figura 4.10*b*, el circuito se comporta como un divisor de tensión reactivo. Cuando X_L es mucho mayor que X_C, casi toda la tensión alterna cae en la bobina. En este caso, la tensión alterna de salida es igual a:

$$\boldsymbol{V_{out} \approx \frac{X_C}{X_L} V_{in}} \qquad \textbf{(4.9)}$$

Por ejemplo, si $X_L = 10\ \text{k}\Omega$, $X_C = 100\ \Omega$ y $V_{in} = 15$ V, la tensión alterna de salida es:

$$V_{out} \approx \frac{100\ \Omega}{10\ \text{k}\Omega}\ 15\ \text{V} = 0{,}15\ \text{V}$$

En este ejemplo, el filtro de choque reduce la tensión alterna en un factor de 100.

Cómo filtrar la salida de un rectificador

La Figura 4.11*a* muestra un filtro de choque entre un rectificador y una carga. El rectificador puede ser de media onda, onda completa o en puente. ¿Qué efecto tiene el filtro de choque sobre la tensión de carga? La forma más fácil de resolver este problema es empleando el teorema de superposición. Recordemos lo que dice este teorema: si hay dos o más fuentes, se puede analizar el circuito para cada fuente por separado y luego sumar las tensiones individuales para obtener la tensión total.

Figura 4.10 (*a*) Filtro de choque. (*b*) Circuito de alterna equivalente.

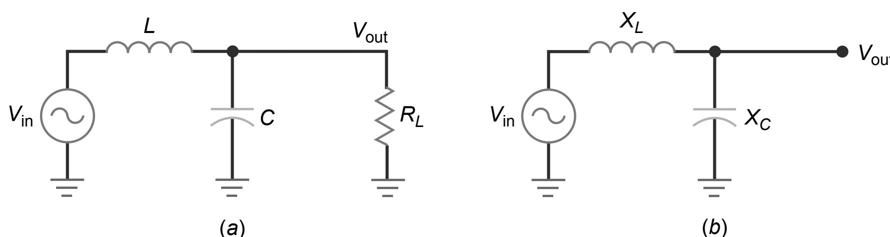
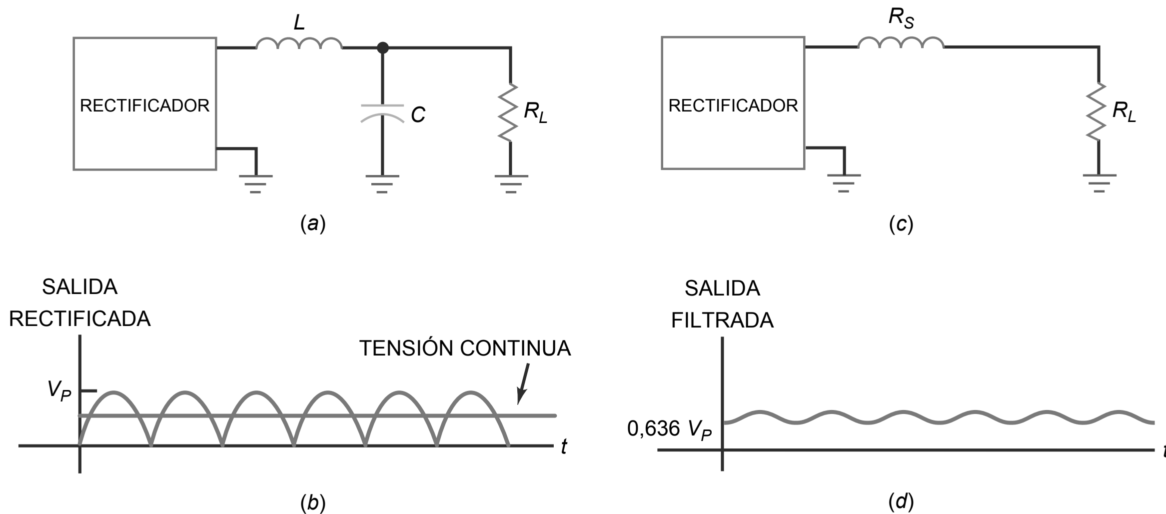


Figura 4.11 (*a*) Rectificador con filtro de choque de entrada. (*b*) La salida del rectificador tiene componentes continua y alterna. (*c*) Circuito equivalente de continua. (*d*) La salida del filtro es la corriente directa con un pequeño rizado.



La salida del rectificador tiene dos componentes diferentes: una tensión continua (el valor medio) y una tensión alterna (la parte fluctuante), como se muestra en la Figura 4.11*b*. Cada una de estas tensiones actúa como una fuente separada. En lo que concierne a la tensión alterna, X_L es mayor que X_C, y esto resulta en una tensión alterna muy pequeña en la resistencia de carga. Incluso aunque la componente alterna no sea una onda sinusoidal pura, la Ecuación (4.9) todavía es una buena aproximación para la tensión alterna en la carga.

El circuito se comporta como en la Figura 4.11*c* en lo referente a la tensión continua. A 0 Hz, la reactancia inductiva es cero y la reactancia capacitiva es infinita; sólo existen las resistencias serie de los devanados de la bobina. Haciendo R_S mucho más pequeña que R_L se consigue que la mayor parte de la componente continua aparezca en la resistencia de carga.

Así es como funciona un filtro de choque: casi toda la componente continua pasa a la resistencia de carga, y casi toda la componente alterna se bloquea. De esta forma, obtenemos una tensión casi perfecta, ya que es prácticamente constante, como la tensión que genera una batería. La Figura 4.11*d* muestra la salida filtrada para una señal de onda completa. La única desviación de una tensión continua perfecta es la pequeña tensión alterna mostrada en la Figura 4.11*d*. Esta pequeña tensión alterna en la carga se denomina **rizado**, cuyo valor de pico a pico se puede medir con un osciloscopio.

Principal desventaja

Una **fuente de alimentación** es el circuito, dentro de los equipos electrónicos, que convierte la tensión alterna de entrada en una tensión de salida continua casi perfecta. Incluye un rectificador y un filtro. Hoy día, la tendencia es ir hacia fuentes de alimentación de baja tensión y alta corriente. Dado que la frecuencia de la red es sólo de 60 Hz (50 Hz), se tienen que usar inductancias grandes para obtener una reactancia lo suficientemente grande como para conseguir un filtrado adecuado. Pero las bobinas grandes tienen resistencias de devanado grandes, lo que crea serios problemas de diseño con corrientes de carga considerables. En otras palabras, cae demasiada tensión continua a través de la resistencia de choque. Además, las bobinas grandes no son adecuadas para los circuitos semiconductores modernos, en los que se pone mucho énfasis en que sean diseños ligeros.

Reguladores conmutados

Existe una aplicación importante para los filtros de choque. Un **regulador conmutado** es un tipo especial de fuente de alimentación utilizada en las computadoras, monitores y una creciente variedad de equipos. La frecuencia empleada en un regulador conmutado es mucho mayor que 60 Hz. Típicamente, la frecuencia que se filtra está por encima de 20 kHz. A esa frecuencia mucho más elevada, podemos usar bobinas más pequeñas para diseñar filtros de choque eficientes. Los detalles se verán en detalle en un capítulo posterior.

4.6 Filtro con condensador a la entrada

El filtro de choque produce una tensión de salida continua igual al valor medio de la tensión rectificada. El **filtro con condensador a la entrada** genera una tensión de salida continua igual al valor de pico de la tensión rectificada. Este tipo de filtro es el más usado en fuentes de alimentación

Idea básica

La Figura 4.12*a* muestra una fuente de alterna, un diodo y un condensador . La clave para entender un filtro con condensador a la entrada consiste en comprender lo que hace este circuito simple durante el primer cuarto de ciclo.

Inicialmente, el condensador está descargado. Si observamos la Figura 4.12*b*, durante el primer cuarto de ciclo, el diodo está polarizado en directa. Dado que idealmente funciona como un interruptor cerrado, el condensador se carga, y su tensión se iguala a la tensión de fuente en cada instante del primer cuarto de ciclo. La carga continúa hasta que la entrada alcanza su valor máximo. En este punto, la tensión del condensador es igual a V_p.

Después de que la tensión de entrada alcanza el pico, empieza a decrecer . Tan pronto como la tensión de entrada sea menor que V_p, el diodo deja de conducir . En este caso, actúa como el interruptor abierto de la Figura 4.12*c*. Durante los ciclos siguientes, el condensador permanece totalmente cargado y el diodo abierto. Ésta es la razón de que la tensión a la salida en la Figura 4.12*b* sea constante e igual a V_p.

Idealmente, todo lo que hace el filtro con condensador a la entrada es cargar el condensador a la tensión de pico durante el primer cuarto de ciclo. Esta tensión de pico es constante, la tensión continua perfecta que necesitamos para los equipos electrónicos. Sólo existe un problema: no hay resistencia de carga.

Efecto de la resistencia de carga

Para que el filtro con condensador a la entrada sea útil, necesitamos conectar una resistencia de carga en paralelo con el condensador, como se muestra en la Figura 4.13*a*. Mientras la constante de tiempo R_LC sea mucho mayor que el período, el condensador permanece casi totalmente cargado y la tensión en la carga es aproximadamente V_p. La única desviación de una tensión continua perfecta es el pequeño rizado que se ve en la Figura 4.13*b*. Cuanto menor sea el valor de pico a pico de este rizado, mejor se aproximará la salida a una tensión continua perfecta.

Entre picos, el diodo está apagado y el condensador se descarga a través de la resistencia de carga. En otras palabras, el condensador suministra la corriente a la carga. Como el condensador se descarga sólo ligeramente entre picos, el rizado de pico a pico es pequeño. Cuando llega el siguiente pico, el diodo conduce brevemente y recarga el condensador al valor de pico. Una cuestión clave es: ¿qué tamaño debería tener el condensador para operar apropiadamente? Antes de discutir el tamaño del condensador, consideremos lo que sucede con los otros circuitos rectificadores.

Figura 4.12 (*a*) Filtro con condensador a la entrada sin carga. (*b*) La salida es una tensión continua pura. (*c*) El condenador permanece cargado cuando el diodo no conduce.

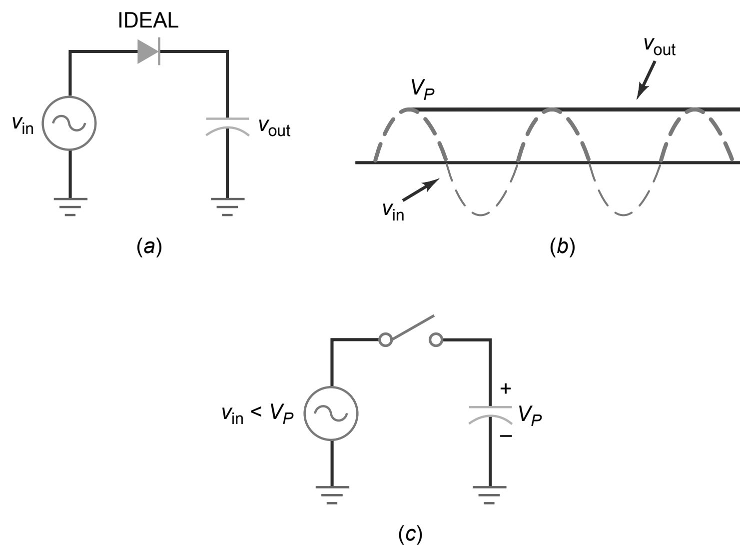
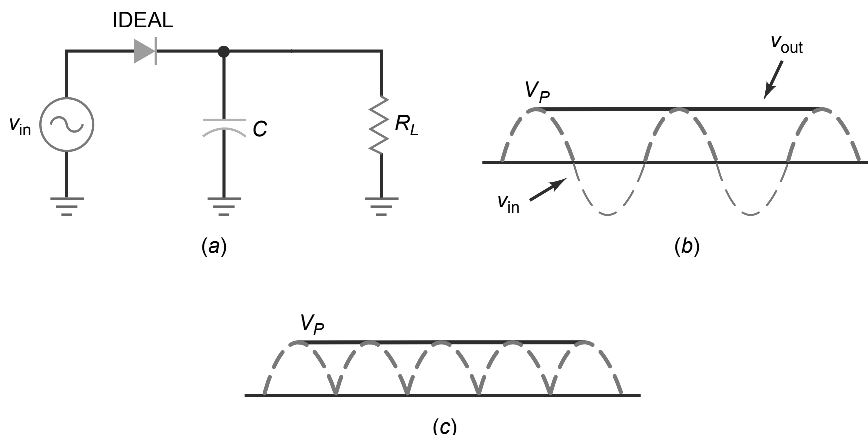


Figura 4.13 (*a*) Filtro con condensador a la entrada cargado. (*b*) La salida es la corriente directa con un pequeño rizado. (*c*) La señal de salida de onda completa tiene menos rizado.



Filtro de onda completa

Si conectamos un rectificador en puente a un filtro de choque, el rizado de pico a pico se corta por la mitad. La Figura 4.13*c* muestra por qué. Cuando una tensión de onda completa se aplica a un circuito *RC*, el condensador se descarga sólo la mitad del tiempo. Por tanto, el rizado de pico a pico tiene la mitad del tamaño que tendría con un rectificador de onda completa.

La fórmula del rizado

He aquí una derivación que usaremos para estimar el rizado de pico a pico de cualquier filtro con condensador a la entrada:

$$V_R = \frac{I}{fC} \tag{4.10}$$

donde V_R = tensión de rizado pico a pico
I = corriente continua de carga
f = frecuencia de rizado
C = capacidad

Esto es una aproximación, no una derivación exacta. Podemos usar esta fórmula para estimar el rizado de pico a pico. Cuando se necesite una respuesta más precisa, una solución será emplear una computadora con un programa de simulación de circuitos.

Por ejemplo, si la corriente continua de carga es 10 mA y la capacidad es de 200 μF, el rizado con un rectificador en puente y un filtro con condensador de entrada es:

$$V_R = \frac{10\text{ mA}}{(120\text{ Hz})(200\ \mu\text{F})} = 0{,}417\text{ V pp}$$

INFORMACIÓN ÚTIL

Puede utilizarse otra fórmula más precisa para determinar el rizado de salida de cualquier filtro con condensador a la entrada. Ésta es:

$$V_R = V_{P(\text{out})}\,(1 - \epsilon^{-t/R_LC})$$

El tiempo t representa la cantidad de tiempo que el condensador C del filtro tarda en descargarse. En un rectificador de media onda, t puede ser aproximadamente 16,67 ms, mientras que en un rectificador de onda completa podemos usar un valor de 8,33 ms.

Al utilizar esta derivación, deben tenerse dos cosas en mente: primero, el rizado es una tensión de pico a pico (pp). Esto resulta útil porque normalmente medimos tensiones de rizado con un osciloscopio y , segundo, la fórmula es válida con tensiones de media onda y de onda completa. Se utiliza 50 Hz para media onda y 100 Hz para onda completa.

Si se dispone de un osciloscopio, deberá emplearse para realizar las medidas de rizado. En caso contrario, se puede utilizar un voltímetro de alterna, aunque se obtendrá un error significativo en la medida. La mayoría de los voltímetros de alterna están calibrados para leer valores rms de una onda sinusoidal. Como el rizado no es una onda sinusoidal, puede obtenerse un error de medida como mucho del 25 por ciento, dependiendo del diseño del voltí-

metro de alterna. Pero esto no debería ser un problema cuando se estén detectando posibles averías, ya que se buscan variaciones de rizado mucho mayores.

Si utiliza un voltímetro de alterna para medir el rizado, puede convertir el valor de pico a pico dado por la Ecuación (4.10) a un valor rms usando la siguiente fórmula para una onda sinusoidal:

$$V_{rms} = \frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}}$$

Dividiendo entre 2 se convierte el valor de pico a pico a un valor de pico, y dividiendo entr $\sqrt{2}$ se obtiene el valor rms de una onda sinusoidal con el mismo valor de pico a pico que la tensión de rizado.

Tensión continua exacta en la carga

Es difícil calcular la tensión continua exacta en la carga en un rectificador en puente con un filtro con condensador a la entrada. Para empezar, tenemos las dos caídas de tensión de los dos diodos que se restan de la tensión de pico. Además de las caídas en los diodos se produce una caída de tensión adicional del siguiente modo: los diodos conducen fuertemente cuando se recarga el condensador, porque están en directa sólo un corto período de tiempo durante cada ciclo. Esta corriente breve pero grande tiene que circular a través de los devanados del transformador y de la resistencia interna de los diodos. En nuestros ejemplos, calcularemos tanto la salida ideal como la salida con la segunda aproximación de un diodo, recordando que la tensión continua real es ligeramente inferior.

Ejemplo 4.6

¿Cuál es la tensión continua y el rizado en la carga del circuito de la Figura 4.14?

SOLUCIÓN La tensión rms en el secundario es:

$$V_2 = \frac{120 \text{ V}}{5} = 24 \text{ V}$$

La tensión de pico en el secundario es:

$$V_p = \frac{24 \text{ V}}{0{,}707} = 34 \text{ V}$$

Suponiendo un diodo ideal y un rizado pequeño, la tensión continua en la carga es:

$$V_L = 34 \text{ V}$$

Para calcular el rizado, primero necesitamos obtener la corriente continua por la carga:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{34 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 6{,}8 \text{ mA}$$

Ahora podemos usar la Ecuación (4.10) para obtener:

$$V_R = \frac{6{,}8 \text{ mA}}{(60 \text{ Hz})(100 \ \mu\text{F})} = 1{,}13 \text{ V pp} \approx 1{,}1 \text{ V pp}$$

Figura 4.14 Rectificador de media onda y filtro con condensador a la entrada.

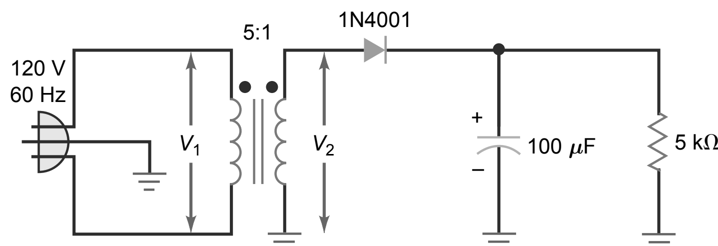
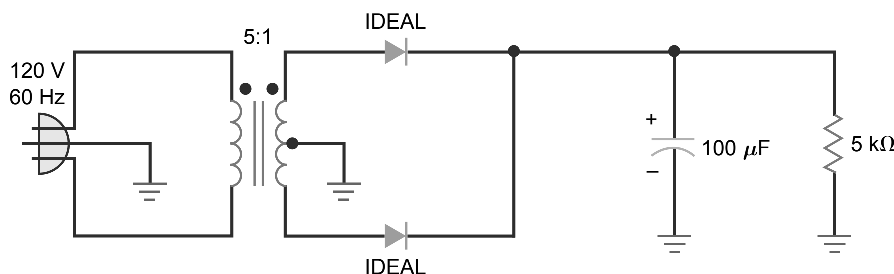


Figura 4.15 Rectificador de onda completa y filtro con condensador a la entrada.



Redondeamos el rizado a dos dígitos significativos porque es una aproximación y con un osciloscopio no se puede medir con una precisión mayor.

Así es como mejoramos la respuesta ligeramente: en el diodo de silicio caen alrededor de 0,7 V cuando está conduciendo. Por tanto, la tensión de pico en la carga está más cercana a 33,3 V que a 34 V. El rizado también reduce la tensión continua ligeramente. Así que la tensión continua en la carga real será más cercana a 33 V que a 34 V. Pero estas son desviaciones menores. Las respuestas ideales normalmente son adecuadas para detección de averías y análisis preliminares.

Un comentario final sobre el circuito. El signo positivo del condensador del filtro indica un **condensador polarizado**, uno cuyo lado positivo debe estar conectado a la salida positiva del rectificador. En la Figura 4.15, el signo más del encapsulado del condensador está correctamente conectado a la tensión de salida positiva. Debe fijarse bien en el encapsulado del condensador cuando esté montando o detectando averías en un circuito para averiguar si está polarizado o no.

Las fuentes de alimentación a menudo usan condensadores electrolíticos polarizados, porque tienen valores altos de capacidad y encapsulados de pequeño tamaño. Como habrá estudiado en cursos anteriores, los condensadores electrolíticos deben conectarse con la polaridad correcta para producir la película de óxido. Si un condensador electrolítico se conecta con la polaridad opuesta *se calentará y posiblemente explotará*.

Ejemplo 4.7

¿Cuál es la tensión continua y el rizado en la carga en el circuito de la Figura 4.15?

SOLUCIÓN Dado que se trata de un transformador reductor con una relación de espiras 5:1, igual que en el ejemplo precedente, la tensión de pico del secundario sigue siendo 34 V. La mitad de esta tensión está a la entrada de cada sección de media onda. Suponiendo un diodo ideal y un rizado pequeño, la tensión continua en la carga es:

$$V_L = 17\text{ V}$$

La corriente continua en la carga es:

$$I_L = \frac{17\text{ V}}{5\text{ k}\Omega} = 3{,}4\text{ mA}$$

Ahora la Ecuación (4.10) da:

$$V_R = \frac{3{,}4\text{ mA}}{(120\text{ Hz})(100\ \mu\text{F})} = 0{,}283\text{ V pp} \approx 0{,}28\text{ V pp}$$

A causa de los 0,7 V que caen en el diodo cuando conduce, en la práctica, la tensión continua en la carga estará más cerca de 16 V que de 17 V.

PROBLEMA PRÁCTICO 4.7 En la Figura 4.15, cambie R_L a 2 KΩ y calcule el rizado y la tensión continua ideal en la carga.

Ejemplo 4.8

¿Cuál es el rizado y la tensión continua en la carga del circuito de la Figura 4.16? Compare las respuestas con las obtenidas en los dos ejemplos anteriores.

SOLUCIÓN Dado que se trata de un transformador reductor con una relación de espiras 5:1, igual que en el ejemplo anterior, la tensión de pico en el secundario es todavía 34 V. Suponiendo un diodo ideal y un rizado pequeño, la tensión continua en la carga es:

$$V_L = 34 \text{ V}$$

La corriente continua en la carga es:

$$I_L = \frac{34 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 6{,}8 \text{ mA}$$

Ahora la Ecuación (4.10) da:

$$V_R = \frac{6{,}8 \text{ mA}}{(120 \text{ Hz})(100\ \mu\text{F})} = 0{,}566 \text{ V pp} \approx 0{,}57 \text{ V pp}$$

A causa de los 1,4 V que caen en los dos diodos cuando conducen y el rizado, en la práctica, la tensión continua en la carga estará más cerca de los 32 V que de los 34 V.

Hemos calculado la tensión continua en la carga y el rizado para tres rectificadores diferentes. Los resultados han sido los siguientes:

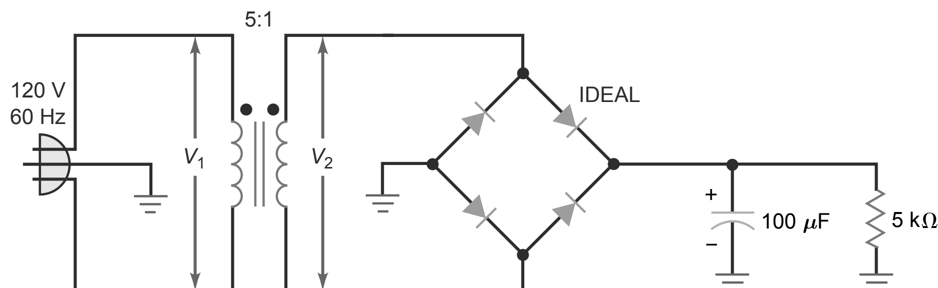
Media onda: 34 V y 1,13 V

Onda completa: 17 V y 0,288 V

En puente: 34 V y 0,566 V

Para un transformador dado, el rectificador en puente es mejor que el rectificador de media onda porque presenta menos rizado, y es mejor que el rectificador de onda completa porque produce el doble de tensión de salida. De los tres, *el rectificador en puente se ha convertido en el más popular*.

Figura 4.16 Rectificador en puente y filtro con condensador a la entrada



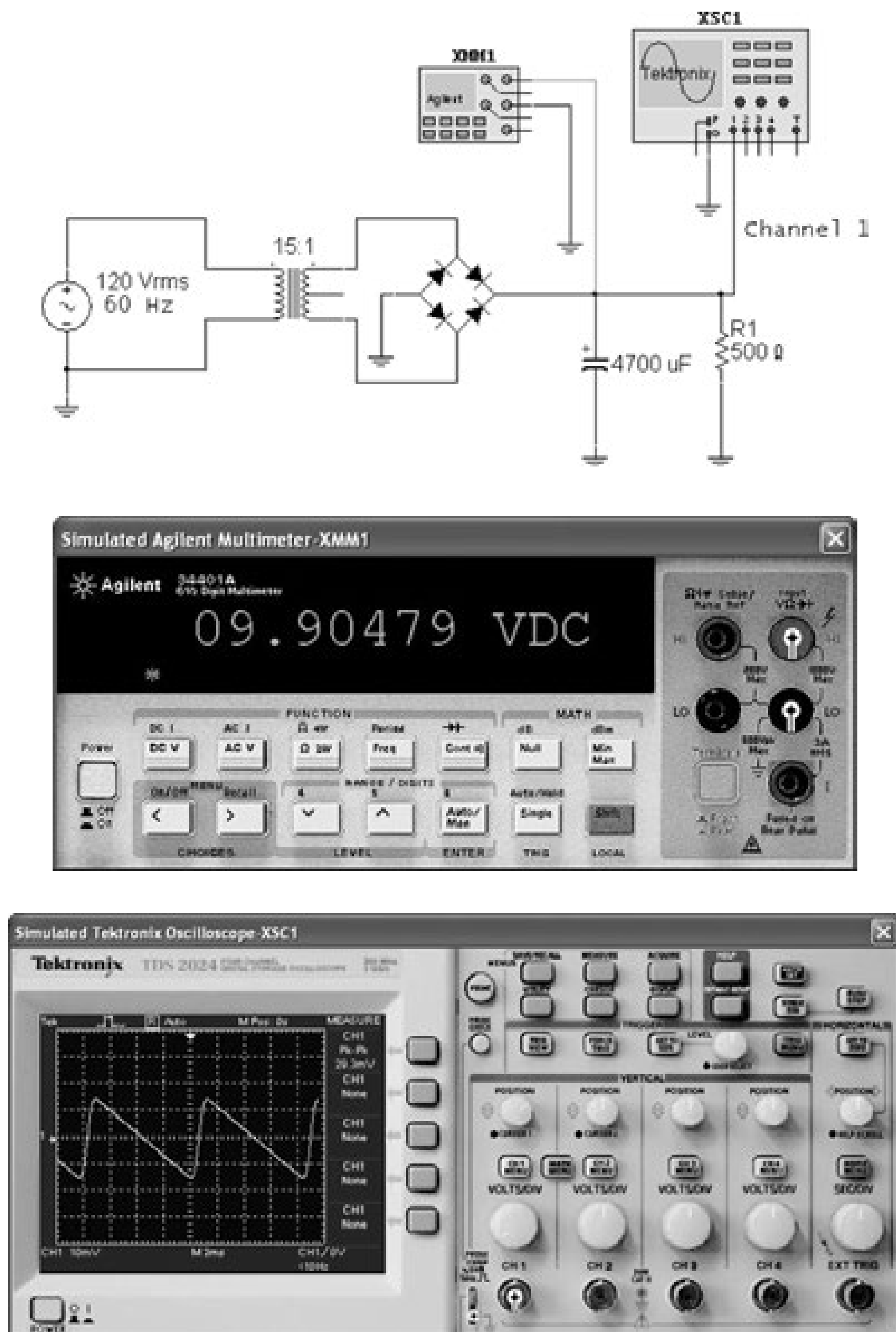
Ejemplo 4.9

La Figura 4.17 muestra los valores medidos con un software de simulación de circuitos. Calcule el rizado y la tensión teórica en la carga, y compare dichos valores con los valores medidos.

SOLUCIÓN Es un transformador reductor con una relación 15:1, por lo que la tensión eficaz (rms) en el secundario es:

$$V_2 = \frac{120 \text{ V}}{15} = 8 \text{ V}$$

Figura 4.17 Ejemplo de laboratorio de un rectificador en puente y filtro con condensador a la entrada.



y la tensión de pico en el secundario es:

$$V_p = \frac{8\ \text{V}}{0{,}707} = 11{,}3\ \text{V}$$

Aplicamos la segunda aproximación de los diodos para obtener la tensión continua en la carga:

$$V_L = 11{,}3\ \text{V} - 1{,}4\ \text{V} = 9{,}9\ \text{V}$$

Para calcular el rizado, necesitamos conocer primero la corriente continua en la carga:

$$I_L = \frac{9{,}9\ \text{V}}{500\ \Omega} = 19{,}8\ \text{mA}$$

Ahora podemos utilizar la Ecuación (4.10) para obtener:

$$V_R = \frac{19{,}8\ \text{mA}}{(120\ \text{Hz})(4700\ \mu\text{F})} = 35\ \text{mV pp}$$

En la Figura 4.17, un multímetro muestra una lectura de una tensión continua en la carga de 9,9 V.

El canal 1 del osciloscopio se coloca a 10 mV/Div. El rizado de pico a pico es aproximadamente 2,9 divisiones y el rizado medido es de 29,3 mV . Esto es menos que el valor teórico de 35 mV , lo que confirma el comentario anterior. La Ecuación (4.10) se usa para *estimar* el rizado. Si se necesita más precisión se puede utilizar un software de simulación por computadora.

PROBLEMA PRÁCTICO 4.9 Cambie el valor del condensador de la Figura 4.17 a 1.000 μF. Calcule el nuevo valor de V_R.

4.7 Tensión inversa de pico y corriente inicial

La **tensión inversa de pico** (PIV, *Peak Inverse Voltage*) es la tensión máxima del diodo que no conduce de un rectificador. *Esta tensión debe ser menor que la tensión de disrupción del diodo; de otro modo, el diodo se destruirá.* La tensión inversa de pico depende del tipo de rectificador y del filtro. El caso peor se produce con el filtro con condensador a la entrada.

Como hemos visto anteriormente, las hojas de características de muchos fabricantes usan una variedad de símbolos diferentes para indicar la tensión inversa máxima de un diodo. En ocasiones, estos símbolos indican condiciones diferentes de medida. Algunos de los símbolos de las hojas de características para designar la tensión inversa máxima son PIV, PRV, V_B, V_{BR}, V_R, V_{RRM}, V_{RWM} y $V_{R(máx)}$.

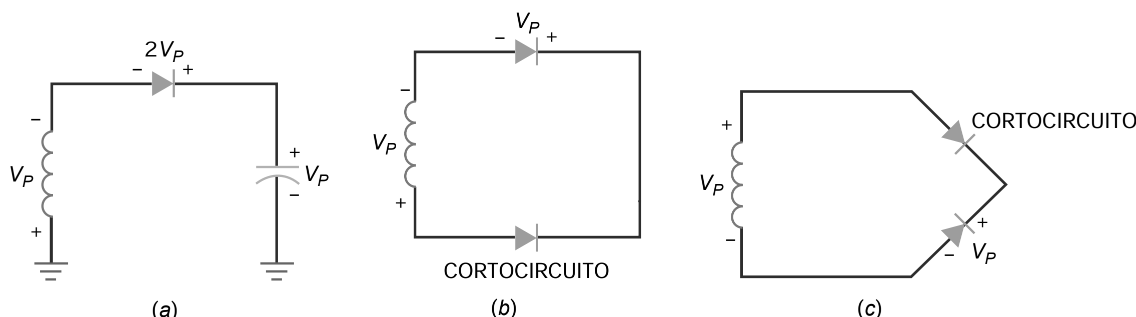
Rectificador de media onda y filtro con condensador a la entrada

La Figura 4.18*a* muestra la parte crítica de un rectificador de media onda. Ésta es la parte del circuito que determina cuánta tensión inversa cae en el diodo. El resto del circuito no tiene efecto y se omite en aras de la claridad. En el caso peor, la tensión de pico del secundario está en el pico negativo y el condensado está completamente cargado con una tensión V_p. Aplique la ley de tensión de Kirchhoff y verá rápidamente que la tensión inversa de pico en el diodo que no conduce es:

$$\mathbf{PIV = 2}V_p \qquad \textbf{(4.11)}$$

Por ejemplo, si la tensión de pico en el secundario es de 15 V, la tensión inversa de pico es 30 V. Mientras la tensión de disrupción del diodo sea mayor que esto, el diodo resultará dañado.

Figura 4.18 (*a*) Tensión inversa de pico en un rectificador de media onda. (*b*) Tensión inversa de pico en un rectificador de onda completa. (*c*) Tensión inversa de pico en un rectificador en puente.



Rectificador de onda completa y filtro con condensador a la entrada

La Figura 4.18*b* muestra la parte esencial de un rectificador de onda completa que se necesita para calcular la tensión inversa de pico. De nuevo, la tensión del secundario está en el pico negativo. En este caso, el diodo inferior se comporta como un cortocircuito (interruptor cerrado) y el diodo superior está en abierto. La ley de Kirchhoff implica:

$$\mathbf{PIV} = V_p \tag{4.12}$$

Rectificador en puente y filtro con condensador a la entrada

La Figura 4.18*c* muestra parte de un rectificador en puente. Esto es todo lo que necesitamos para calcular la tensión inversa de pico. Dado que el diodo superior está en cortocircuito y el inferior en abierto, la tensión inversa de pico que cae en el diodo inferior es:

$$\mathbf{PIV} = V_p \tag{4.13}$$

Otra ventaja del puente rectificador es que tiene la tensión inversa de pico más baja para una determinada tensión de carga. Para producir la misma tensión en la carga, el rectificador de onda completa necesitará el doble de tensión en el secundario.

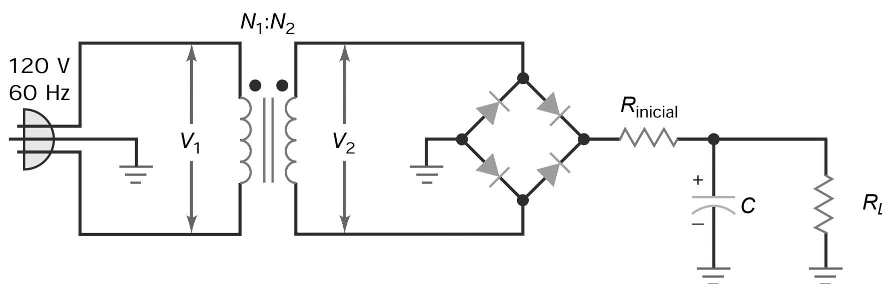
Resistencia inicial

Antes de que el circuito se conecte, el condensador del filtro está descargado. En el instante inicial en que se aplica la alimentación, el condensador descargado se comporta como un cortocircuito. Por tanto, la corriente inicial del condensador, al cargarse, puede ser muy grande. Todo lo que hay en el camino de carga que pueda impedir el paso de la corriente es la resistencia de los devanados del transformador y la resistencia interna de los diodos. Al impulso de corriente que circula cuando se enciende el circuito se le denomina **corriente inicial**.

Normalmente, el diseñador de la fuente de alimentación debe asegurarse de que el diodo que emplee puede soportar la corriente inicial. La clave, en este caso, es el tamaño del condensador del filtro. Ocasionalmente, un diseñador puede decidir usar una **resistencia inicial** en lugar de otro diodo.

La Figura 4.19 ilustra este concepto. Una pequeña resistencia se inserta entre el rectificador en puente y el filtro con condensador a la entrada. Sin la resistencia, la corriente inicial podría destruir los diodos. Incluyendo la resistencia inicial, el diseñador reduce la corriente inicial a un nivel seguro. Las resistencias iniciales no se usan con frecuencia y sólo se mencionan por si se las encuentra en una fuente de alimentación.

Figura 4.19 La resistencia inicial limita la corriente inicial.



Ejemplo 4.10

¿Cuál es la tensión inversa de pico en la Figura 4.19 si la relación de espiras es igual a 8:1? Un 1N4001 tiene una tensión de disrupción de 50 V, ¿es seguro utilizar un 1N4001 en este circuito?

SOLUCIÓN La tensión eficaz en el secundario es:

$$V_2 = \frac{120\text{ V}}{8} = 15\text{ V}$$

La tensión de pico en el secundario es:

$$V_p = \frac{15\text{ V}}{0{,}707} = 21{,}2\text{ V}$$

La tensión inversa de pico es:

$$\text{PIV} = 21{,}2\text{ V}$$

El 1N4001 es perfectamente adecuado, ya que la tensión inversa de pico es mucho menor que la tensión de disrupción de 50 V.

PROBLEMA PRÁCTICO 4.10 En la Figura 4.19, cambie la relación de espiras del transformador a 2:1. ¿Qué serie de diodos 1N4000 debería utilizarse?

4.8 Otras cuestiones sobre las fuentes de alimentación

Ya tiene una idea básica sobre cómo funcionan las fuentes de alimentación. En las secciones anteriores, se ha visto cómo se rectifica y filtra una tensión alterna de entrada para obtener una tensión continua. Hay unas pocas ideas adicionales que debe conocer.

Transformadores comerciales

El uso de relaciones de espiras con transformadores se aplica sólo a los transformadores ideales. Los transformadores con núcleo de hierro son diferentes. En otras palabras, los transformadores que se compran en una tienda no son ideales, ya que los devanados tienen resistencias que producen pérdidas de potencia adicionales. De hecho, las hojas de características de los transformadores rara vez incluyen la relación de espiras. Por lo general, lo único que indican es la tensión en el secundario para una corriente especificada.

Por ejemplo, la Figura 4.20*a* muestra un transformador industrial F-25X, cuya hoja de características proporciona sólo los siguientes datos: para una tensión alterna en el primario de 1 15 V, la tensión alterna en el secundario es de 12,6 V cuando la corriente en el secundario es de 1,5 A. Si la corriente en el secundario es menor de 1,5 A en el circuto de la Figura 4.20 *a*, la tensión alterna en el secundario sera mayor que 12,6 V debido a la menor pérdida de potencia en los devanados y el núcleo laminado.

Cuando se necesite conocer la corriente del primario, puede estimarse la relación de espiras de un transformador real usando esta definición:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} \tag{4.14}$$

Por ejemplo, el F-25X tiene $V_1 = 115$ V y $V_2 = 12{,}6$ V. La relación de espiras para la corriente límite de carga de 1,5 A es:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{115}{12{,}6} = 9{,}13$$

Esto es una aproximación, porque la relación de espiras calculada decrece cuando la corriente por la carga decrece.

INFORMACIÓN ÚTIL

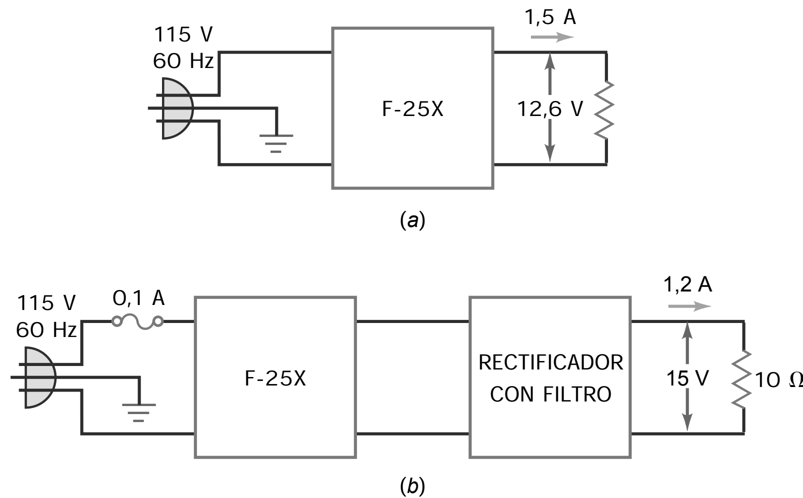
Cuando un transformador está descargado, la tensión en el secundario normalmente tiene un valor que es un de un 5 a un 10 por ciento mayor que su valor nominal.

Cómo calcular la corriente del fusible

Cuando se están detectando averías, puede ser necesario calcular la corriente del primario para determinar si un fusible es o no adecuado. La forma más fácil de hacer esto con una transformador real consiste en suponer que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida: $P_{in} = P_{out}$. Por ejemplo, la Figura 4.20*b* muestra un transformador con un fusible que excita a un rectificador con filtro. ¿Es adecuado el fusible de 0,1-A?

He aquí cómo estimar la corriente en el devanado primario cuando se detectan averías. La potencia de salida es igual a la potencia continua en la carga:

Figura 4.20 (*a*) Valores de un transformador real. (*b*) Cálculo de la corriente del fusible.



$$P_{out} = VI = (15\text{ V})(1{,}2\text{ A}) = 18\text{ W}$$

Se ignoran las pérdidas de potencia en el rectificador y en el transformador. Puesto que la potencia de entrada tiene que ser igual que la potencia de salida:

$$P_{in} = 18\text{ W}$$

Puesto que $P_{in} = V_1 I_1$, podemos obtener la corriente del primario:

$$I_1 = \frac{18\text{ W}}{115\text{ V}} = 0{,}156\text{ A}$$

Éste es un valor estimado, ya que hemos ignorado las pérdidas de potencia en el transformador y en el rectificador. La corriente real por el devanado primario será aproximadamente de un 5 a un 20 por ciento más grande, debido a esas pérdidas adicionales. En cualquier caso, el fusible no es adecuado, debería ser al menos de 0,25 A.

Fusibles de fundido lento

Supongamos que se emplea un filtro con condensador a la entrada en la Figura 4.20 *b*. Si en el circuito de esa figura se utiliza un fusible normal de 0,25 A, se fundirá al conectar al alimentación, debido a la corriente inicial que hemos mencionado anteriormente. La mayoría de las fuentes de alimentación utilizan fusibles de fundido lento que pueden soportar temporalmente sobrecargas de corriente. Por ejemplo, un fusible de fundido lento de 0,25 A puede soportar corrientes de:

2 A durante 0,1 s
1,5 A durante 1 s
1 A durante 2 s

y así sucesivamente. Con un fusible de fundido lento, el circuito tiene tiempo para cargar el condensador, cayendo a continuación la corriente del primario a su nivel normal dejando intacto el fusible.

Cálculo de la corriente del diodo

Sea un rectificador de media onda con o sin filtro, la corriente media que circula por el diodo tiene que ser igual a la corriente continua en la carga, porque sólo hay un camino para la corriente. Como derivación:

$$\textbf{Media onda: } I_{diodo} = I_{dc} \tag{4.15}$$

Por otro lado, la corriente media que circula por el diodo de un rectificador de onda completa es igual a la mitad de la corriente continua por la carga, ya que hay dos diodos en el circuito compartiendo la misma carga. De forma similar, la corriente media que soporta cada uno de los diodos del rectificador en puente es igual a la mitad de la corriente continua de carga. Como derivación tenemos:

Tabla resumen 4.2 Rectificadores con filtro condensador a la entrada*

	Media onda	Onda completa	En puente
Número de diodos	1	2	4
Entrada del rectificador	$V_{p(2)}$	$0{,}5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Salida de continua (ideal)	$V_{p(2)}$	$0{,}5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Salida de continua (2ª aproximación)	$V_{p(2)} - 0{,}7$ V	$0{,}5V_{p(2)} - 0{,}7$ V	$V_{p(2)} - 1{,}4$ V
Frecuencia de rizado	f_{in}	$2f_{in}$	$2f_{in}$
PIV	$2V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Corriente de diodo	I_{dc}	$0{,}5I_{dc}$	$0{,}5I_{dc}$

*$V_{p(2)}$ = tensión de pico en el secundario; $V_{p(out)}$ = tensión de pico de salida; I_{dc} = corriente continua de carga.

$$\textbf{Onda completa: } I_{diodo} = 0{,}5I_{dc} \quad (4.16)$$

La Tabla-resumen 4.2 compara las propiedades de los tres rectificadores con filtro de condensador a la entrada.

Lectura de una hoja de características

Consulte la hoja de características del diodo 1N4001 facilitada en la Figura 3.16. La tensión inversa máxima de pico (*maximum peak repetitive reverse voltage*), V_{RRM} en la hoja de características, es la misma que la tensión inversa de pico que acabamos de estudiar. Las hojas de características dicen que el 1N4001 puede soportar una tensión de 50 V en inversa.

La corriente media rectificada en directa (*average rectified forward current*), $I_{F(av)}$, $I_{(max)}$ o I_0, es la corriente continua o media que circula por el diodo. En un rectificador de media onda, la corriente del diodo es igual a la corriente continua por la carga. En un rectificador de onda completa o en puente, es igual a la mitad de la corriente continua por la carga. La hoja de características del 1N4001 especifica que puede soportar una corriente continua de 1 A, lo que significa que la corriente continua por la carga puede ser como mucho de 2 A en un rectificador en puente. Fíjese también en el valor de la corriente inicial I_{FSM}. La hoja de características indica que un 1N4001 puede soportar 30 A durante el primer ciclo cuando se conecta la alimentación.

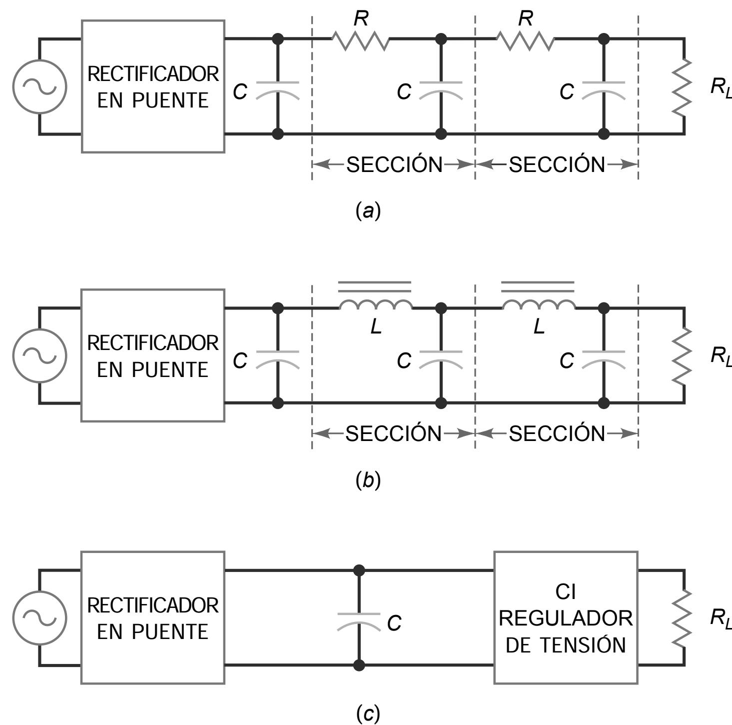
Filtros RC

Antes de la década de 1970, los **filtros pasivos** (componentes *R*, *L* y *C*) a menudo se conectaban entre el rectificador y la resistencia de carga. Actualmente, es raro ver filtros pasivos en fuentes de alimentación semiconductoras; sin embargo, todavía podemos encontrarlos en aplicaciones especiales, como por ejemplo amplificadores de potencia de audio.

La Figura 4.21*a* muestra un rectificador en puente y un filtro con condensador a la entrada. Normalmente, un diseñador establecerá un rizado pico a pico de como mucho un 10 por ciento en el condensador del filtro. La razón de no intentar conseguir un rizado aún menor es porque el condensador tendría que ser demasiado grande. Por ello, se emplean filtros adicionales incorporando secciones *RC* entre el condensador del filtro y la resistencia de carga.

Las secciones *RC* son ejemplos de filtro pasivo, aquél que sólo incorpora componentes *R*, *L* o *C*. Por cuestiones de diseño, *R* tiene que ser mucho mayor que X_C a la frecuencia de rizado. Por tanto, el rizado se reduce antes de llegar a la resistencia de carga. Normalmente, *R* es al menos 10 veces más grande que X_C, lo que quiere decir que cada sección atenúa (reduce) el rizado como mínimo en un factor de 10. El inconveniente de un filtro *RC* son las pérdidas de tensión continua en cada una de las resistencias *R*. Debido a esto, el filtro *RC* sólo es adecuado para cargas muy pequeñas (corriente de carga pequeña o resistencia de carga grande).

Figura 4.21 (*a*) Filtro *RC*. (*b*) Filtro *LC*. (*c*) Filtro con regulador de tensión.



Filtro LC

Cuando la corriente de carga es grande, los filtros *LC* de la Figura 4.21*b* representan una mejora respecto de los filtros *RC*. De nuevo, la idea es reducir el rizado en los componentes conectados en serie, en este caso, en las bobinas. Haciendo X_L mucho mayor que X_C, podemos reducir el rizado a un nivel muy bajo. La caída de tensión continua en las bobinas es mucho menor que la caída en las resistencias de las secciones *RC* porque la resistencia del devanado es más pequeña.

El filtro *LC* fue muy popular hace tiempo. Ahora, está empezando a ser obsoleto en las fuentes de alimentación típicas debido al tamaño y el coste de las bobinas. En las fuentes de alimentación de baja tensión, el filtro *LC* ha sido reemplazado por un **circuito integrado (CI)**, que es un dispositivo que contiene diodos, transistores, resistencias y otros componentes en un encapsulado miniaturizado y realiza una función específica.

INFORMACIÓN ÚTIL

Un filtro fabricado con una bobina colocada entre dos condensadores a menudo se denomina filtro en pi (π).

La Figura 4.21*c* ilustra este concepto, se ha colocado un **CI regulador de tensión,** un tipo de circuito integrado, entre el condensador de filtro y la resistencia de carga. Este dispositivo no sólo reduce el rizado, sino que también mantiene la tensión de salida constante. En un capítulo posterior estudiaremos los CI reguladores de tensión. Debido a su bajo coste, ahora los reguladores de tensión en circuito integrado son el método estándar que se emplea para reducir el rizado.

La Tabla-resumen 4.3 de la página siguiente muestra los bloques funcionales de una fuente de alimentación.

4.9 Detección de averías

Casi todos los equipos electrónicos tienen una fuente de alimentación, normalmente un rectificador que excita a un filtro con condensador a la entrada seguido de un regulador de tensión (que estudiaremos más adelante). Esta fuente de alimentación proporciona las tensiones continuas requeridas por los transistores y los restantes dispositivos. Si una parte del equipo no funciona de forma adecuada, lo primero que hay que hacer es comprobar la fuente de alimentación. Muy frecuentemente, *los fallos de los que equipos están causados por problemas en la fuente de alimentación.*

Tabla-resumen 4.3 Diagrama de bloques de una fuente de alimentación

Entrada alterna (AC)
Transformador
Rectificador
Filtro
Regulador
Salida continua
R_L

	Transformador	Rectificador	Filtro	Regulador
Propósito	Proporciona una tensión alterna en el secundario y un aislamiento de tierra adecuados.	Cambia una entrada de alterna a un entrada de impulsos continuos	Suaviza los impulsos de continua de salida	Proporciona una tensión de salida constante con cargas variables y tensiones alternas de entrada
Tipos	Transformador reductor o elevador, aislamiento (1:1)	Rectificador de onda completa, de media onda, en puente de onda completa	Filtro de choque, filtro con condensador a la entrada	Componentes discretos, circuitos integrados (CI)

Procedimiento

Supongamos que estamos detectando averías en el circuito de la Figura 4.22. Podemos comenzar midiendo la tensión continua en la carga. Debería ser aproximadamente la misma que la tensión de pico en el secundario. Si no es así, hay dos posibles caminos a seguir.

Primero, si no hay tensión en la carga, puede utilizarse un voltímetro flotante o un multímetro digital para medir la tensión en el secundario (en la escala de alterna). Esta lectura es la tensión eficaz en el devanado secundario, que convertimos al valor de pico correspondiente. Podemos estimar el valor de pico añadiendo un 40 por ciento al valor eficaz o rms. Si éste es correcto, los diodos pueden estar defectuosos. Si no hay tensión en el secundario, el fusible puede estar fundido o el transformador ser defectuoso.

Segundo, si hay tensión continua en la carga, pero es menor de lo que debiera, conviene mirar la tensión continua en la carga con un osciloscopio y medir el rizado. Una tensión de rizado de pico a pico de aproximadamente el 10 por 100 de la tensión ideal en la carga es razonable. El rizado puede tener un valor un poco mayor o un poco menor que el indicado, dependiendo del diseño. Además, la frecuencia del rizado debe ser de 100 Hz para un rectificador de onda completa o un rectificador en puente. Si el rizado es de 50 Hz, uno de los diodos puede estar en circuito abierto.

Averías comunes

Algunos fallos que surgen comúnmente en los rectificadores en puente con condensador de filtro a la entrada son los siguientes:

1. Si el fusible está abierto, no habrá tensión en ningún punto del circuito.
2. Si el condensador del filtro está abierto, la tensión continua en la carga será pequeña, ya que la salida será una señal de onda completa no filtrada.
3. Si uno de los diodos está en circuito abierto, la tensión continua en la carga será baja, porque habrá sólo rectificador de media onda. También, la frecuencia del rizado será de 50 Hz y no de 100 Hz. Si todos los diodos están en abierto no se obtendrá señal de salida.
4. Si la carga está cortocircuitada, el fusible se fundirá. Posiblemente, uno o más diodos se estropeen o el transformador resulte dañado.
5. A veces, por el envejecimiento, en el condensador del filtro aumenta la corriente de fugas, con lo que se reduce la tensión continua en la carga.
6. Ocasionalmente, algunas vueltas de los devanados que hagan cortocircuito en el transformador reducen la tensión continua de salida. En este caso, el transformador se calienta, lo que se puede observar tocándolo.

7. Además de estas averías, también puede haber puentes de soldadura, soldaduras frías, malas conexiones, etc.

La Tabla-resumen 4.4 enumera estas averías y sus síntomas.

Figura 4.22 Detección de averías.

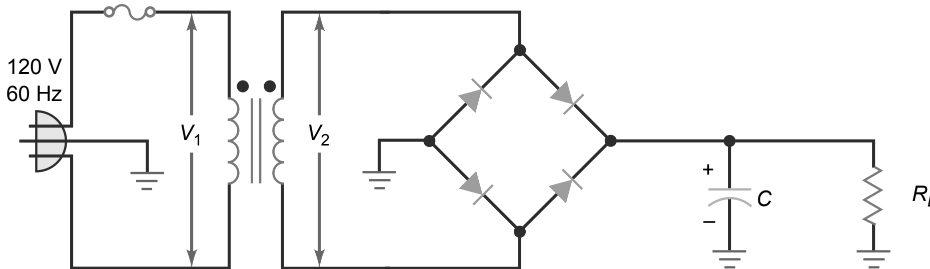


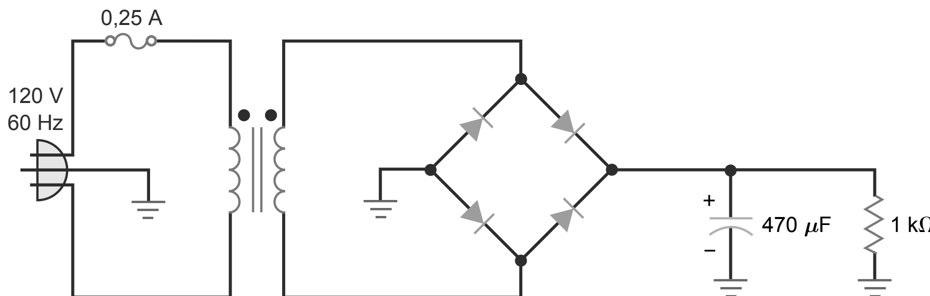
Tabla-resumen 4.4 Averías típicas del rectificador en puente con filtro condensador a la entrada

	V_1	V_2	$V_{L(dc)}$	V_R	f_{rizado}	Ámbito de la salida
Fusible fundido	Cero	Cero	Cero	Cero	Cero	No hay salida
Condensador abierto	Correcto	Correcto	Baja	Alta	120 Hz	Señal de onda completa
Un diodo abierto	Correcto	Correcto	Baja	Alta	60 Hz	Rizado de media onda
Todos los diodos abiertos	Correcto	Correcto	Cero	Cero	Cero	No hay salida
Carga cortocircuitada	Cero	Cero	Cero	Cero	Cero	No hay salida
Condensador con fugas	Correcto	Correcto	Baja	Alta	120 Hz	Salida baja
Devanados cortocircuitados	Correcto	Baja	Baja	Correcto	120 Hz	Salida baja

Ejemplo 4.11

Cuando el circuito de la Figura 4.23 funciona normalmente, tiene una tensión rms en el secundario de 12,7 V, una tensión en la carga de 18 V y una tensión de rizado de pico a pico de 318 mV. Si el condensador del filtro está en abierto, ¿qué le ocurre a la tensión continua en la carga?

Figura 4.23



SOLUCIÓN Con el condensador del filtro en circuito abierto, el circuito se convierte en un rectificador en puente normal sin filtro con condensador. Como no hay filtrado, un osciloscopio en paralelo con la carga mostraría una señal de onda completa con un valor de pico de 18 V. El valor medio es el 63,6 por ciento de 18 V, es decir, 11,4 V.

Ejemplo 4.12

Suponga que la resistencia de carga de la Figura 4.23 está cortocircuitada. Describa los síntomas.

SOLUCIÓN Un cortocircuito en la resistencia de carga hará que la corriente alcance un valor extremadamente alto, lo que provocará que se funda el fusible. Además, es posible que uno o más diodos se destruyan antes de que el fusible se queme. A menudo, si un diodo se cortocircuita, hace que los restantes diodos del rectificador también se cortocircuiten. Si el fusible se funde, todas las tensiones que mida serán igual a cero. Cuando compruebe el fusible visualmente o con un óhmetro, verá que está abierto.

Con la alimentación desconectada, sería conveniente verificar los diodos con un óhmetro para saber si alguno de ellos ha sido destruido. También hay que medir la resistencia de carga con un óhmetro. Si indica cero o un valor muy bajo, quiere decir que aún quedan fallos que detectar.

La avería podría ser un puente de soldadura en la resistencia de carga, una mala conexión o cualquier otra cosa.

Los fusibles se queman a veces sin producir un cortocircuito permanente en la carga; pero, lo importante es: *si se encuentra con un fusible fundido, compruebe los posibles daños en los diodos y un posible cortocircuito en la resistencia de carga.*

Un ejercicio sobre detección de averías al final del capítulo describe ocho averías diferentes, incluyendo diodos y condensadores de filtro en circuito abierto, cargas cortocircuitadas, fusibles fundidos y masas en circuito abierto.

4.10 Recortadores y limitadores

Los diodos empleados en fuentes de alimentación de baja frecuencia son *diodos rectificadores*. Estos diodos tienen potencias máximas mayores que 0,5 W y están optimizados para funcionar a 50 Hz. El diodo rectificador típico soporta una corriente directa máxima del orden de amperios. Excepto en las fuentes de alimentación, los diodos rectificadores se utilizan poco, porque la mayoría de los circuitos de los equipos electrónicos funcionan a frecuencias mucho más altas.

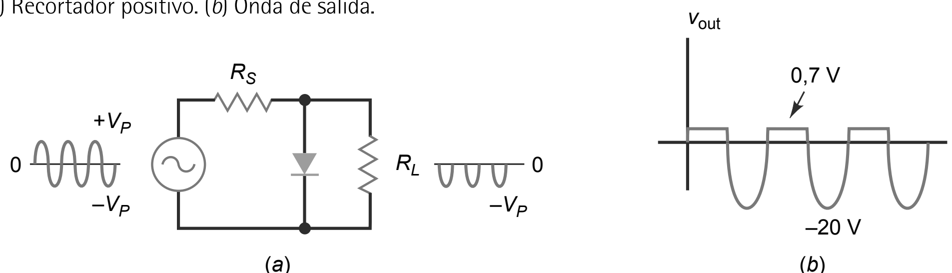
Diodos de pequeña señal

En esta sección, vamos a ocuparnos de los *diodos de pequeña señal.* Estos diodos están optimizados para utilizarlos a altas frecuencias y sus potencias máximas permitidas son menores que 0,5W, con corrientes del orden de los miliamperios. Su construcción pequeña y ligera es lo que permite que funcionen a altas frecuencias.

Circuito recortador positivo

Un **recortador** es un circuito que elimina partes positivas o negativas de una forma de onda. Este tipo de procesamiento es útil en la conformación de señales, la protección de circuitos y las comunicaciones. La Figura 4.24 *a* muestra un *recortador positivo*, que es un circuito que elimina todas las partes positivas de la señal de entrada. Por esta razón, la señal de salida tiene sólo semiciclos negativos.

Figura 4.24 (*a*) Recortador positivo. (*b*) Onda de salida.



El circuito funciona del siguiente modo: durante el semiciclo positivo, el diodo conduce y se comporta como un cortocicuito para los terminales de salida. Idealmente, la tensión de salida es cero. Durante el semiciclo negativo, el diodo se comporta como un circuito abierto. En este caso, el semiciclo negativo aparece a la salida. Por diseño, la resistencia serie es mucho menor que la resistencia de carga. Ésta es la razón por la que el pico negativo de salida se muestre como $-V_p$ en la Figura 4.24*a*.

En una segunda aproximación, la tensión del diodo es 0,7 V cuando conduce. Por tanto, el nivel de recorte no es cero, sino 0,7 V. Por ejemplo, si la señal de entrada tiene un valor de pico de 20 V, la salida del recortador será similar a la mostrada en la Figura 4.24*b*.

Definición de condiciones

Los diodos de pequeña señal tienen un área de unión más pequeña que los diodos rectificadores, porque están optimizados para trabajar a frecuencias altas. Como resultado, tienen una resistencia interna mayor . La hoja de características de un diodo de pequeña señal como el 1N419 especifica una corriente directa de 10 mA para 1 V. Por tanto, la resistencia interna es:

$$R_B = \frac{1\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 30\ \Omega$$

¿Por qué es importante la resistencia interna? Porque el recortador no trabajará correctamente a menos que la resistencia serie R_S sea mucho mayor que la resistencia interna. Además, el recortador no funcionará adecuadamente a menos que la resistencia serie R_S sea mucho menor que la resistencia de carga. Para que el recortador funcione correctamente utilizaremos esta definición:

Recortador abrupto: $\mathbf{100}R_B < R_S < \mathbf{0{,}01}R_L$ **(4.17)**

Esto quiere decir que la resistencia serie debe ser 100 veces más grande que la resistencia interna y 100 veces más pequeña que la resistencia de carga. Cuando un recortador satisface estas condiciones, decimos que es un *recortador abrupto*. Por ejemplo, si el diodo tiene una resistencia interna de 30Ω, la resistencia serie debería ser al menos de 3 kΩ y la resistencia de carga debería tener un valor de al menos 300 kΩ.

Circuito recortador negativo

Si se invierte la polaridad del diodo, como se muestra en la Figura 4.25a, se obtiene un *recortador negativo*. Como era de esperar, este circuito elimina las partes negativas de la señal. Idealmente, la forma de onda de salida sólo tiene semiciclos positivos.

El recorte no es perfecto. A causa de la *tensión de offset* del diodo (otra forma de llamar a la barrera de potencial), el nivel de recorte se encuentra en −0,7 V. Si la señal de entrada tiene un pico de 20V, la señal de salida será como la mostrada en la Figura 4.25*b*.

El limitador o circuito fijador

El recortador es útil para la conformación de señales, pero el mismo circuito se puede usar de una forma completamente diferente. Fíjese en la Figura 4.26 *a*. La entrada normal a este circuito es una señal con un pico de sólo 15 mV . Por tanto, la salida normal es la misma señal porque ningún diodo actúa durante el ciclo.

¿Qué tiene de bueno el circuito si los diodos no conducen? Siempre que se tenga un circuito sensible, uno que no puede admitir una entrada muy grande, se puede usar un *limitador* positivo-negativo

INFORMACIÓN ÚTIL

Los circuitos fijadores negativos a menudo se emplean en las entradas de las puertas lógicas TTL digitales.

Figura 4.25 (*a*) Recortador negativo. (*b*) Onda de salida.

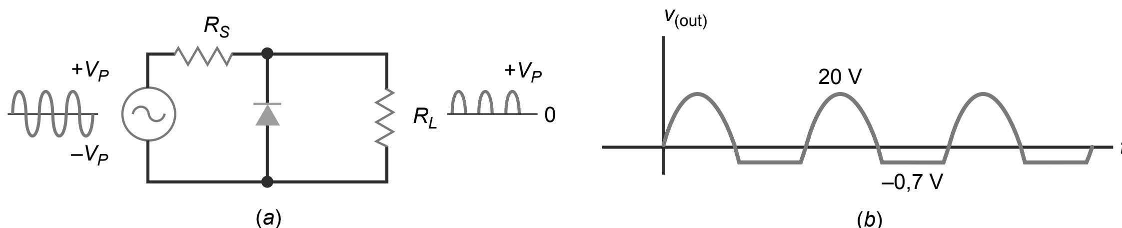
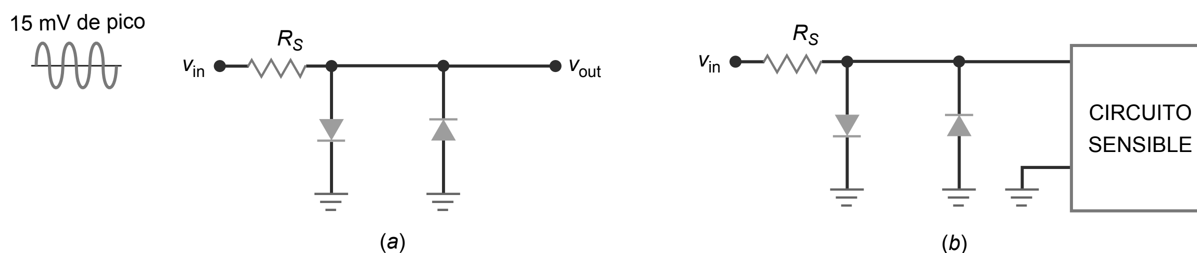


Figura 4.26 (*a*) Circuito fijador. (*b*) Protección de un circuito sensible.



para proteger su entrada, como se muestra en la Figura 4.26 *b*. Si la señal de entrada trata de superar los 0,7 V, la salida limita a 0,7 V. Por otro lado, si la señal de entrada disminuye por debajo de −0,7 V, la salida queda limitada a −0.7 V. En un circuito como éste, el funcionamiento normal significa que la señal de entrada siempre es menor que 0,7 V en ambas polaridades.

Un ejemplo de circuito sensible es el *amplificador operacional*, un circuito integrado que estudiaremos en próximos capítulos. La tensión de entrada típica a un amplificador operacional es menor que 15 mV.

Tensiones superiores a 15 mV no son habituales, y las tensiones mayores que 0,7 V son anormales. Un limitador conectado en la entrada de un amplificador operacional impide que se apliquen accidentalmente tensiones de entrada excesivas.

Un ejemplo más familiar de un circuito sensible es un medidor de bobina móvil. Incluyendo un limitador, podemos proteger el movimiento del medidor contra tensiones o corrientes de entrada excesivas.

El limitador de la Figura 4.26*a* se denomina también *circuito fijador*. El término sugiere la fijación o limitación de la tensión a un rango especificado. Con un circuito fijador, los diodos no conducen durante el funcionamiento normal. Los diodos conducen sólo cuando algo es anormal, cuando la señal es demasiado grande.

Recortadores polarizados

El nivel de referencia (lo mismo que el nivel de recorte) de un recortador positivo es idealmente cero o, 0,7 V en una segunda aproximación. ¿Qué podemos hacer para cambiar este nivel de referencia?

En electrónica, polarizar significa aplicar una tensión externa para cambiar el nivel de referencia de un circuito. La Figura 4.27*a* es un ejemplo de polarización para cambiar el nivel de referencia de un recortador positivo. Añadiendo una fuente de tensión continua en serie con el diodo podemos cambiar el nivel de recorte. La nueva tensión V tiene que ser menor que V_p en operación normal. Con un diodo ideal, la conducción empieza tan pronto como la tensión de entrada es mayor que V. En una segunda aproximación, la conducción se inicia cuando la tensión de entrada es mayor que $V + 0{,}7$ V.

La Figura 4.27*b* muestra cómo polarizar un recortador negativo. Observe que el diodo y la batería están invertidos, por lo que el nivel de referencia cambia a $-V - 0{,}7$ V. La forma de onda de salida se recorta negativamente al nivel de polarización.

Figura 4.27 (*a*) Recortador positivo polarizado. (*b*) Recortador negativo polarizado.

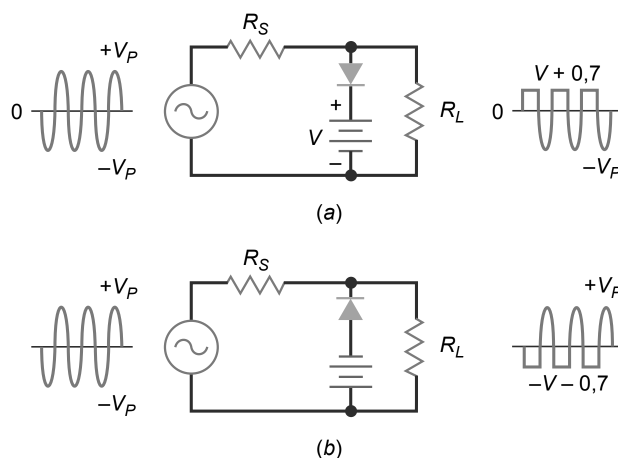
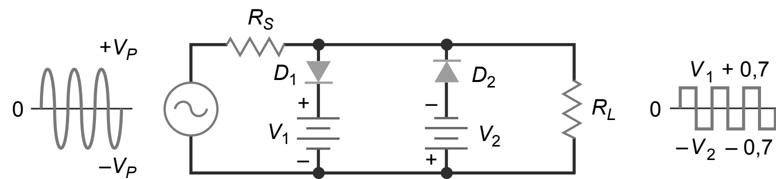


Figura 4.28 Recortador polarizado positivo-negativo.



Combinación de recortadores

Podemos combinar los dos recortadores polarizados como se muestra en la Figura 4.28. El diodo D_1 recorta las partes positivas por encima del nivel de polarización positivo y el diodo D_2 recorta las partes por debajo del nivel de polarización negativo. Cuando la tensión de entrada es muy grande comparada con los niveles de polarización, la señal de salida es una *onda cuadrada*, como se muestra en la Figura 4.28. Éste es otro ejemplo de conformación de señales que se puede hacer con recortadores.

Variantes

Utilizar baterías para fijar el nivel de recorte es poco práctico. Otra posible solución consiste en añadir más diodos de silicio, ya que cada uno de ellos produce una caída de tensión de 0,7V. Por ejemplo, la Figura 4.29*a* muestra tres diodos en un recortador positivo. Como cada diodo tiene una tensión aproximada de 0,7V, los tres producen un nivel de recorte de, aproximadamente, +2,1 V. La aplicación no tiene por qué ser de conformación de onda. Podemos usar el mismo circuito como un fijador (limitador) para proteger un circuito sensible que no puede tolerar más de 2,1 V de entrada.

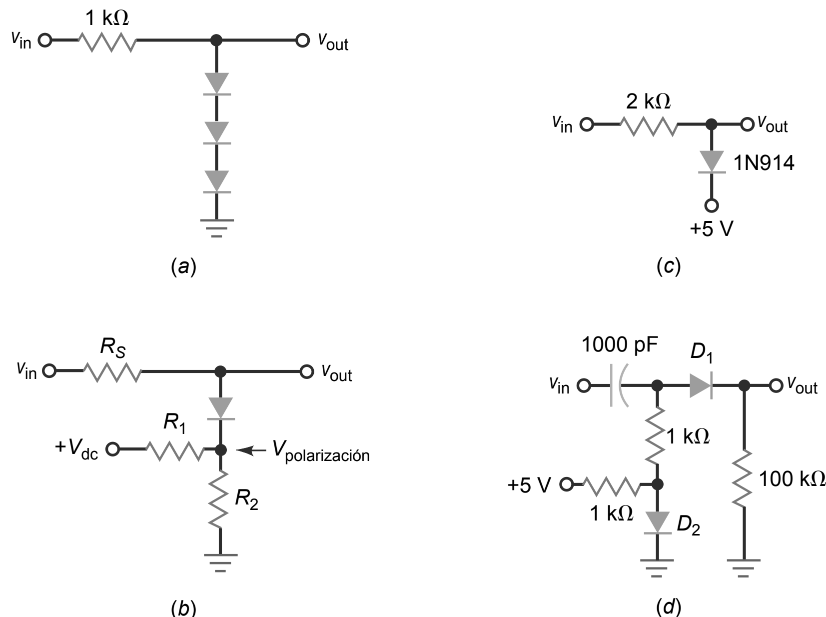
La Figura 4.29*d* muestra otra manera de polarizar un recortador sin emplear baterías. Esta vez, empleamos un divisor de tensión (R_1 y R_2) para establecer el nivel de polarización, que viene dado por la siguiente expresión:

$$V_{\text{polarización}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{dc} \tag{4.18}$$

En este caso, la tensión de salida se recorta o limita cuando la entrada es mayor que $V_{\text{polarización}} + 0,7$ V.

La Figura 4.29*c* muestra un circuito fijador polarizado. Se puede emplear para proteger circuitos sensibles de tensiones de entrada muy grandes. El nivel de polarización indicado es de +5 V, pero puede ser cualquier nivel que

Figura 4.29 (*a*) Recortador con tres tensiones de *offset*. (*b*) El divisor de tensión polariza al recortador. (*c*) Circuito fijador de protección para tensiones por encima de 5,7 V. (*d*) El diodo D_2 polariza a D_1 para eliminar la tensión de *offset*.



se desee. Con un circuito como éste, una tensión grande destructiva de +100 V nunca llegará a la carga, ya que el diodo limita la tensión de salida a un valor máximo de +5,7 V.

En algunos casos, se emplea una variante como la mostrada en la Figura 4.29*d* para eliminar la tensión de *offset* del diodo limitador D_1. La idea es la siguiente: el diodo D_2 está polarizado para conducir, de manera que en él caen aproximadamente 0,7 V. Estos 0,7 V se aplican a la resistencia de 1 kΩ en serie con D_1 y la resistencia de 100 kΩ. Esto hace que el diodo D_1 esté a punto de entrar en conducción. Por tanto, cuando llega una señal, el diodo D_1 conduce cerca de los 0 V.

4.11 Cambiador de nivel

El circuito fijador de diodo que hemos visto en la sección anterior protege a los circuitos sensibles. La función del **cambiador de nivel** es diferente, aunque también fije un nivel de tensión, el cambiador de nivel suma una tensión continua a la señal.

Cambiador de nivel positivo

La Figura 4.30*a* muestra la idea básica de un cambiador de nivel positivo. Cuando un cambiador positivo tiene una onda sinusoidal a la entrada, añade una tensión continua positiva a la onda sinusoidal. Dicho de otra forma, el cambiador de nivel positivo desplaza el nivel de referencia de alterna (normalmente cero) hasta un nivel de continua. El efecto es una tensión alterna centrada en un nivel de continua, es decir, cada punto de la onda sinusoidal se ve desplazado hacia arriba, como se puede ver en la onda de salida.

INFORMACIÓN ÚTIL

Generalmente, los circuitos cambiadores de nivel se emplean en receptores analógicos de televisión para restaurar la componente de continua de la señal de vídeo antes de aplicarla al tubo de imagen.

La Figura 4.30*b* muestra una forma equivalente de ver el efecto de un cambiador de nivel positivo. Una fuente alterna excita la entrada del cambiador de nivel. La tensión de Thevenin de la salida del cambiador de nivel es la superposición de una fuente de continua y de una fuente de alterna. Se suma a la señal alterna una tensión continua V_p. Ésta es la razón de que la onda sinusoidal completa de la Figura 4.30*a* se haya desplazado hacia arriba hasta alcanzar un pico positivo de $2V_p$ y un pico negativo de cero.

La Figura 4.31*a* muestra un cambiador de nivel positivo. Su funcionamiento ideal es el siguiente: inicialmente, el condensador está descargado. En el primer semiciclo negativo de la tensión de entrada, el diodo conduce como se muestra en la Figura 4.31*b*. En el pico negativo de la tensión alterna de fuente, el condensador se ha cargado completamente y su tensión es V_p con la polaridad mostrada.

Un poco después del pico negativo, el diodo se abre, como se ve en la Figura 4.31*c*. La constante de tiempo R_LC es, deliberadamente, mucho mayor que el período T de la señal. Definimos *mucho mayor* como al menos 100 veces más grande:

Figura 4.30 (*a*) El cambiador de nivel positivo desplaza hacia arriba la forma de onda. (*b*) El cambiador de nivel positivo añade una componente continua a la señal.

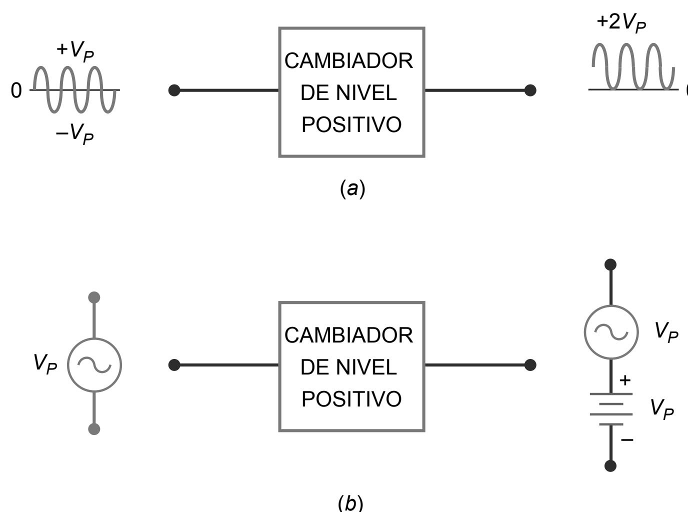
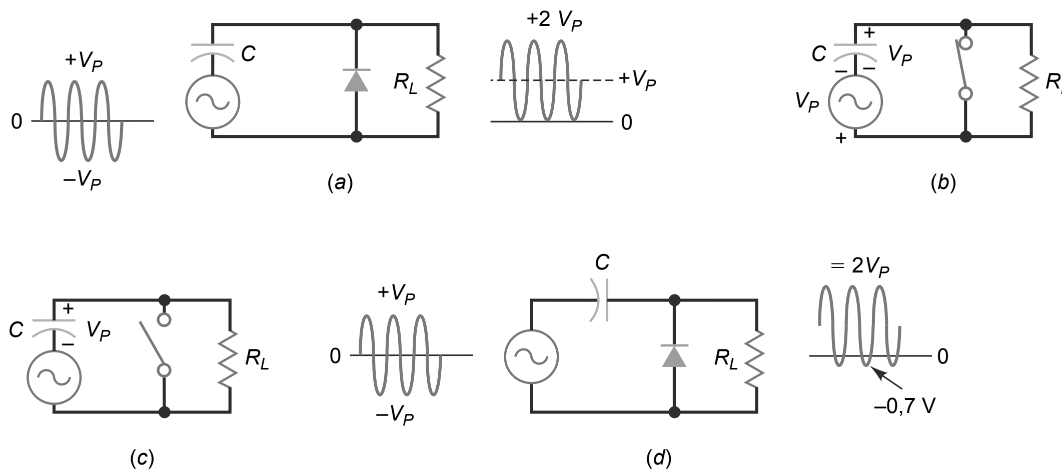


Figura 4.31 (*a*) Cambiador ideal de nivel positivo. (*b*) En el pico positivo. (*c*) Después del pico positivo. (*d*) El cambiador de nivel no es perfecto.



$$\textbf{Cambiador de nivel abrupto: } R_L C > 100T \qquad (4.19)$$

Por esta razón, el condensador permanece casi completamente cargado durante el tiempo en el que el diodo no conduce. En una primera aproximación, el condensador se comporta como una batería de V_p voltios. Por ello, la tensión de salida en la Figura 4.31*a* es una señal desplazada positivamente. Cualquier cambiador de nivel que satisface la Ecuación (4.19) se denomina *cambiador de nivel abrupto.*

La idea es similar a como funciona un rectificador de media onda con un filtro con condensador a la entrada. En el primer cuarto de ciclo, el condensador se carga totalmente. Después, el condensador conserva casi toda su carga durante los subciclos siguientes. La pequeña carga que se pierde entre ciclos se reemplaza mediante la conducción del diodo.

En la Figura 4.31*c*, el condensador cargado se comporta como una batería con una tensión de V_p, que es la tensión continua que se está sumando a la señal. Después del primer cuarto de ciclo, la tensión de salida ha cambiado positivamente el nivel de continua de la señal sinuosidal respecto a un nivel de referencia de cero; es decir, por encima de 0 V.

La Figura 4.31*d* muestra el circuito como habitualmente se dibuja. Dado que en el diodo caen 0,7 V cuando conduce, la tensión del condensador no llega a alcanzar la tensión V_p, por lo que el cambio de nivel no es perfecto y los picos negativos tienen un nivel de referencia de −0,7 V.

Cambiador de nivel negativo

¿Qué sucede si se da la vuelta al diodo de la Figura 4.31*d*? Obtenemos el cambiador de nivel de continua negativo de la Figura 4.32. Como puede ver, la polaridad de la tensión del condensador se invierte y el circuito se convierte en un cambiador de nivel negativo. De nuevo, el cambiador no es perfecto porque los picos positivos tienen un nivel de referencia de 0,7 V en un lugar de 0 V.

Para recordar hacia donde se mueve el nivel de continua de una señal, observe que el diodo apunta en la dirección del desplazamiento. En la Figura 4.32, el diodo apunta hacia abajo, la misma dirección que el desplazamiento de la onda sinusoidal. Esto nos dice que es un cambiador de nivel de continua negativo. En la Figura 4.31 *a*, el diodo apunta hacia arriba, la forma de onda se desplaza hacia arriba y tenemos un cambiador de nivel de continua positivo.

Figura 4.32 Cambiador de nivel negativo.

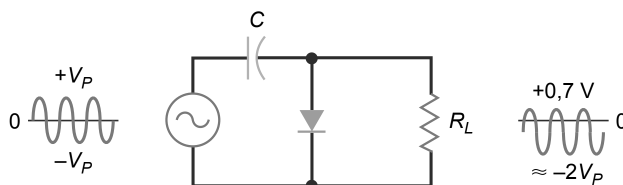
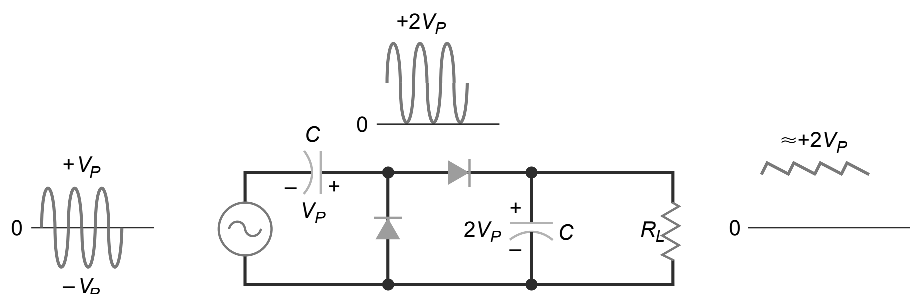


Figura 4.33 Detector de pico a pico.



Ambos cambiadores de nivel, positivo y negativo, se utilizan frecuentemente. Por ejemplo, en los receptores de televisión, se usa un cambiador de nivel para modificar el nivel de referencia de la señal de vídeo. También se utilizan en circuitos de comunicaciones y de radar.

Una aclaración final: las imperfecciones de los circuitos recortadores y cambiadores de nivel comentadas anteriormente no constituyen un verdadero problema. Después de estudiar los amplificadores operacionales volveremos sobre los recortadores y cambiadores de nivel de continua, y veremos lo fácil que es eliminar el problema de la barrera de potencial. En otras palabras, estudiaremos circuitos que son casi perfectos.

Detector de pico a pico

Un rectificador de media onda con filtro con condensador a la entrada produce una tensión continua de salida aproximadamente igual al pico de la señal de entrada. Cuando el mismo circuito usa un diodo de pequeña señal, se denomina **detector de pico**. Normalmente, los detectores de pico operan a frecuencias que son muy superiores a 50 Hz. La salida de un detector de pico es útil en la realización de medidas, procesamiento de la señal y comunicaciones.

Si se conectan en cascada un cambiador de nivel de continua y un detector de pico, se obtiene un *detector de pico a pico* (*véase* la Figura 4.33). Como puede observar, la salida de un cambiador de nivel se usa como entrada a un detector de pico. La onda sinusoidal de entrada sufre un cambio de nivel de continua positivo; por tanto, la entrada al detector de picos tiene un valor de pico de $2V_p$. Ésta es la razón por la que la salida del detector de pico es un tensión continua igual a $2V_p$.

Como siempre, la constante de tiempo RC tiene que ser mucho mayor que el período de la señal. Si se satisface esta condición, tanto las operaciones de cambio de nivel como de detección de pico serán óptimas. El rizado de salida será, por tanto, pequeño.

Una aplicación de este circuito es la medida de señales no sinusoidales. Un voltímetro de alterna normal se calibra para leer los valores eficaces de una señal alterna. Si prueba a medir una señal no sinusoidal, obtendrá una lectura incorrecta con un voltímetro de alterna normal. Sin embar go, si se emplea la salida de un detector pico a pico como entrada a un voltímetro de continua, se medirá la tensión pico a pico. Si la señal no sinusoidal varía entre −20 y + 50 V, la lectura será de 70 V.

4.12 Multiplicadores de tensión

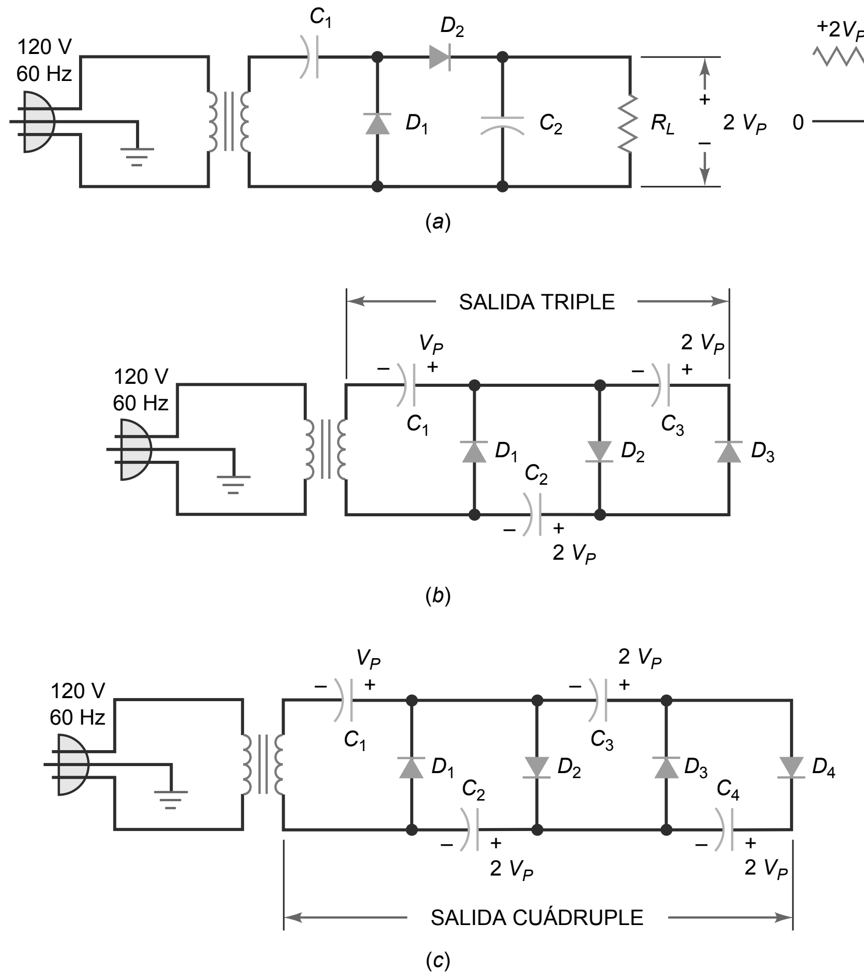
Un detector de pico a pico usa diodos de pequeña señal y opera a frecuencias altas. Empleando diodos rectificadores y trabajando a 60 Hz, podemos conseguir un nuevo tipo de fuente de alimentación que recibe el nombre de *duplicador de tensión.*

Duplicador de tensión

La Figura 4.34*a* muestra un *duplicador de tensión.* La configuración es la misma que la de un detector pico a pico, excepto en que se usan diodos rectificadores y operan a 60 Hz. La sección del cambiador de nivel añade una componente continua a la tensión del secundario. El detector de pico produce entonces una tensión continua de salida que es dos veces la tensión del secundario.

¿Por qué molestarse en usar un duplicador de tensión cuando podemos cambiar la relación de espiras para obtener una tensión de salida mayor? La respuesta es que no es necesario emplear un duplicador de tensión para tensiones bajas. La única vez que se encontrará con problemas es cuando trate de generar tensiones de salida muy altas.

Figura 4.34 Multiplicadores de tensión con cargas flotantes. (*a*) Duplicador. (*b*) Triplicador. (*c*) Cuadriplicador.



Por ejemplo, la tensión de la red (en Estados Unidos) es de 120 V rms, o 170 V de pico. Si se intentan generar 3.400 V de continua, habrá que usar un transformador elevador con una relación de espiras 1:20. Aquí es donde aparece el problema. Las tensiones en el secundario muy altas sólo se pueden obtener con transformadores grandes. En algún momento, el diseñador tendrá que decidir si es más simple usar un duplicador de tensión o un transformador más pequeño.

Triplicador de tensión

Conectando otra sección, se obtiene el triplicador de tensión de la Figura 4.34 *b*. Las dos primeras secciones funcionan como un duplicador. En el pico del semiciclo negativo, D_3 está polarizado en directa, lo que hace que C_3 se cargue a $2V_p$ con la polaridad mostrada en la Figura 4.34*b*. La salida del triplicador aparece entre C_1 y C_3. La resistencia de carga se puede conectar en paralelo con la salida del triplicador. Mientras la constante de tiempo sea elevada, la tensión de salida será aproximadamente igual a $3V_p$.

Cuadriplicador de tensión

La Figura 4.34*c* es un *cuadriplicador de tensión* con cuatro secciones conectadas en *cascada* (una detrás de otra). Las tres primeras secciones son un triplicador y la cuarta hace del circuito un cuadriplicador. El primer condensador se carga a V_p. Todos los demás se cargan a $2V_p$. La salida del cuadriplicador de toma en la conexión serie de C_2 y C_4. Podemos conectar una resistencia de carga en paralelo con la salida del cuadriplicador para obtener una salida de $4V_p$.

En teoría, podemos añadir secciones de forma indefinida, pero el rizado empeora mucho con cada nueva sección. El incremento del rizado es otra razón por la que los **multiplicadores de tensión** (duplicadores, triplicado-

res y cuadriplicadores) no se usan en las fuentes de alimentación de baja tensión. Como se ha mencionado anteriormente, los multiplicadores de tensión casi siempre se utilizan para generar tensiones altas, de cientos a miles de voltios. Los multiplicadores de tensión son la elección natural para dispositivos que precisan tensiones altas y corrientes pequeñas como los tubos de rayos catódicos (TRC) utilizados en los receptores de televisión, osciloscopios y monitores de computadora.

Variantes

Todos los multiplicadores de tensiones mostrados en la Figura 4.34 emplean resistencias de car ga flotantes. Esto significa que ninguno de los extremos de la car ga está conectado a tierra. Las Figuras 4.35 *a*, *b* y *c* muestran variantes de los multiplicadores de tensión. La Figura 4.35 *a* simplemente añade masas al esquema de la Figura 4.34*a*. Por otro lado, las Figuras 4.35 *b* y *c* son rediseños del triplicador (Figura 4.34 *b*) y del cuadriplicador (Figura 4.34*c*). En algunas aplicaciones, podrá ver diseños con car gas flotantes (tal como en los TRC); en otras, podrá ver diseños con cargas conectadas a tierra.

Duplicador de tensión de onda completa

La Figura 4.35*d* muestra un duplicador de tensión de onda completa. Durante el semiciclo positivo de la tensión de fuente, el condensador superior se car ga a la tensión de pico con la polaridad mostrada. Durante el semiciclo siguiente, el condensador inferior se carga a la tensión de pico con la polaridad indicada. Con una car ga pequeña, la tensión de salida final es aproximadamente igual a $2V_p$.

Los multiplicadores de tensión mencionados anteriormente son diseños de media onda; es decir, la frecuencia de rizado de salida es de 60 Hz. Por el contrario, el circuito de la Figura 4.35*d* recibe el nombre de *duplicador de tensión de onda completa* porque cada uno de los condensadores de salida se carga durante cada semiciclo. Debido a esto, el rizado de salida es de 120 Hz. Esta frecuencia de rizado es una ventaja al ser más fácil de filtrar. Otra ventaja del duplicador de onda completa es que la tensión inversa máxima (PIV) de los diodos sólo requiere ser mayor que V_p.

Resumen

SEC. 4.1 EL RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

El rectificador de media onda tiene un diodo en serie con una resistencia de carga. La tensión en la carga es una señal de media onda. La tensión media o continua de un rectificador de media onda es igual al 31,8 por ciento de la tensión de pico.

SEC. 4.2 EL TRANSFORMADOR

Normalmente, el transformador de entrada es un transformador reductor en el que la tensión se reduce y la corriente se incrementa. La tensión en el secundario es igual a la tensión en el primario dividida entre la relación de espiras.

SEC. 4.3 EL RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

El rectificador de onda completa utiliza un transformador reductor con conexión intermedia, junto con dos diodos y una resistencia de carga. La tensión en la carga es una señal de onda completa con un valor de pico igual a la mitad de la tensión del secundario. La tensión media o continua a la salida del rectificador de onda completa es igual al 63,6 por ciento de la tensión de pico, y la frecuencia de rizado es igual a 120 Hz en lugar de 60 Hz.

SEC. 4.4 EL RECTIFICADOR EN PUENTE

El rectificador en puente utiliza cuatro diodos. La tensión en la carga es una señal de onda completa con un valor de pico igual a la tensión de pico del secundario. La tensión media o continua en la carga es igual al 63,6 por ciento de la tensión de pico, y la frecuencia de rizado es 120 Hz.

SEC. 4.5 EL FILTRO DE CHOQUE

EL filtro de choque es un divisor de tensión *LC* en el que la reactancia inductiva es mucho mayor que la reactancia capacitiva. Este tipo de filtro permite que el valor medio de la señal rectificada pase a la resistencia de carga.

SEC. 4.6 FILTRO CON CONDENSADOR A LA ENTRADA

Este tipo de filtro permite que el valor de pico de la señal rectificada pase a la resistencia de carga. Con un condensador grande, el rizado es pequeño, típicamente menor que el 10 por ciento de la tensión continua. El filtro con condensador a la entrada es el más ampliamente utilizado en las fuentes de alimentación.

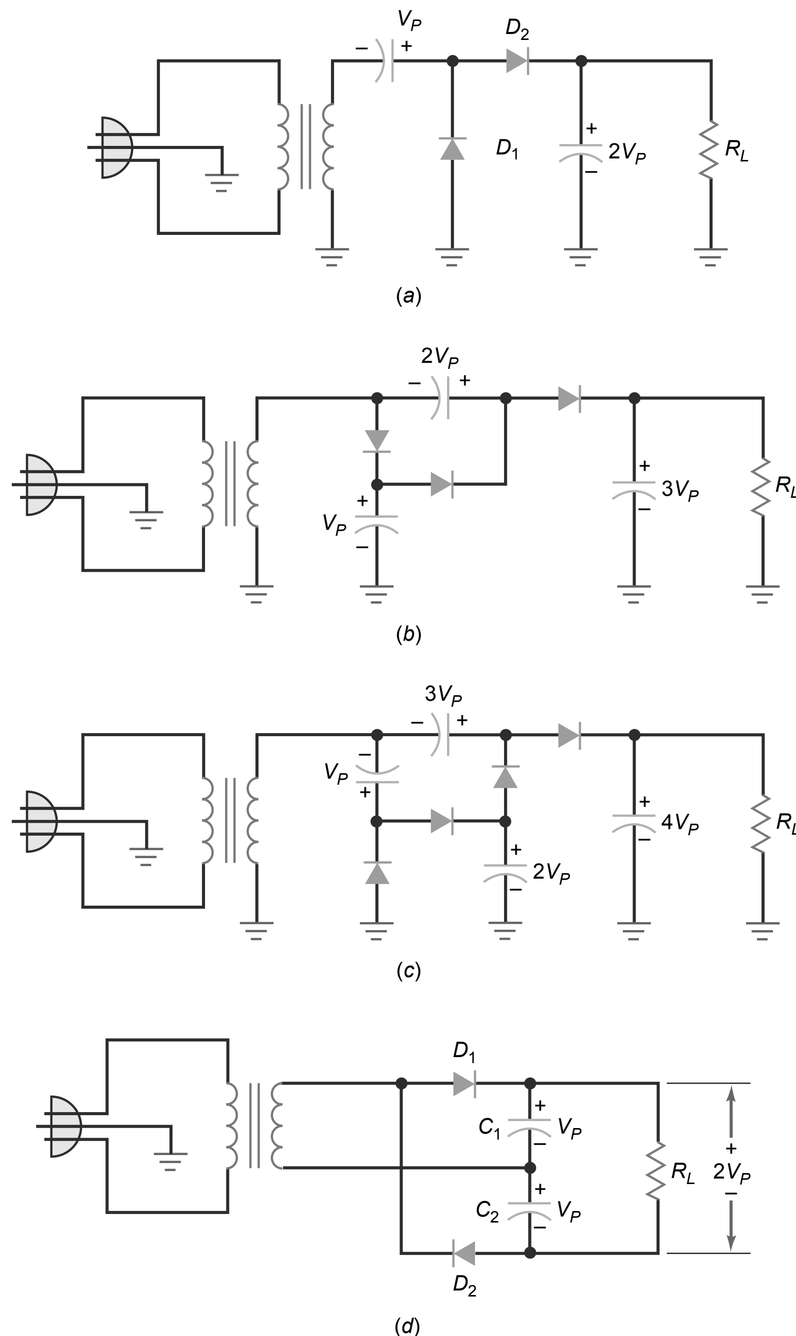
SEC. 4.7 TENSIÓN INVERSA DE PICO Y CORRIENTE INICIAL

La tensión inversa de pico es la tensión máxima que aparece en el diodo que no conduce de un circuito rectificador. Esta tensión debe ser menor que la tensión de disrupción del diodo. La corriente inicial es la corriente breve pero elevada que existe cuando el circuito se conecta por primera vez a la alimentación. Esta corriente es así porque el condensador del filtro tiene que cargarse a la tensión de pico durante el primer ciclo o, a lo sumo, durante los primeros ciclos.

SEC. 4.8 OTRAS CUESTIONES SOBRE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Normalmente, los transformadores reales especifican la tensión del secundario para

Figura 4.35 Multiplicadores de tensión con cargas conectadas a tierra, excepto el duplicador de onda completa. (*a*) Duplicador. (*b*) Triplicador. (*c*) Cuadriplicador. (*d*) Duplicador de onda completa.



una determinada corriente de carga. Para calcular la corriente en el primario se puede suponer que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida. Para proteger el circuito de la corriente inicial, se usan normalmente fusibles de fundido lento. La corriente media del diodo en un rectificador de media onda es igual a la corriente continua en la carga. En un rectificador de onda completa o en un rectificador en puente, la corriente media en cualquier diodo es la mitad de la corriente continua en la carga. Ocasionalmente, se pueden emplear filtros *RC* y *LC* para filtrar la salida rectificada.

SEC. 4.9 DETECCIÓN DE AVERÍAS

Algunas de las medidas que se pueden hacer en un filtro con condensador a la entrada son: la tensión continua de salida, la tensión en el primario, la tensión en el secundario y el rizado. A partir de éstas, se pueden deducir las posibles averías. Los diodos abiertos reducen la tensión de salida a cero. Si el condensador del filtro está abierto la salida se reduce al valor medio de la señal rectificada.

SEC. 4.10 RECORTADORES Y LIMITADORES

Un recortador conforma la señal; recorta las partes positivas o negativas de la señal.

El recortador o circuito fijador protege circuitos sensibles de entradas demasiado grandes.

SEC. 4.11 CAMBIADORES DE NIVEL

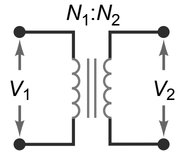
El cambiador de nivel de continua desplaza una señal positiva o negativamente añadiendo una tensión continua a la señal. El detector de pico a pico genera una tensión en la carga igual al valor de pico a pico.

SEC. 4.12 MULTIPLICADORES DE TENSIÓN

El duplicador de tensión es un rediseño del detector de pico a pico. Utiliza diodos rectificadores en lugar de diodos de pequeña señal. Produce una salida igual a dos veces el valor de pico de la señal rectificada. Los triplicadores y cuatriplicadores de tensión multiplican el pico de entrada por un factor de 3 y 4, respectivamente. El principal uso de estos dispositivos son las fuentes de alimentación de alta tensión.

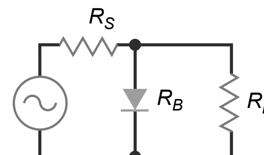
Definiciones

(4.14) Relación de espiras:



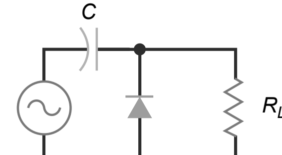
$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2}$$

(4.17) Recortador abrupto:



$$100R_B < R_S < 0{,}01R_L$$

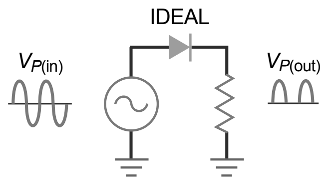
(4.19) Cambiador de nivel abrupto:



$$R_LC > 100T$$

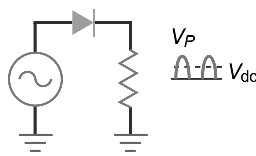
Derivaciones

(4.1) Media onda ideal:



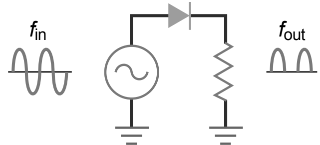
$$V_{p(out)} = V_{p(in)}$$

(4.2) Media onda:



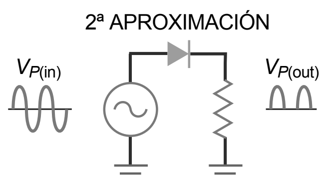
$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi}$$

(4.3) Media onda:



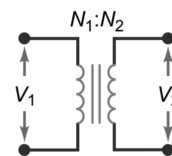
$$f_{out} = f_{in}$$

(4.4) Media onda (segunda aproximación):



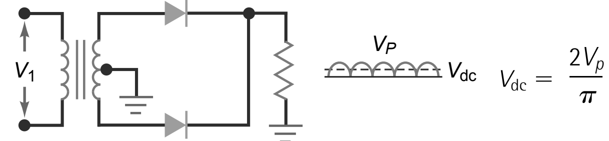
$$V_{p(out)} = V_{p(in)} - 0{,}7 \text{ V}$$

(4.5) Transformador ideal:



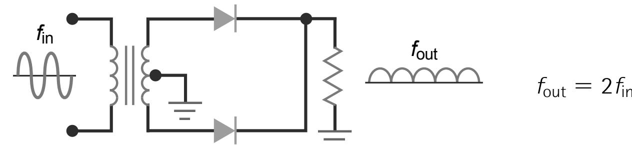
$$V_2 = \frac{V_1}{N_1/N_2}$$

(4.6) Onda completa:



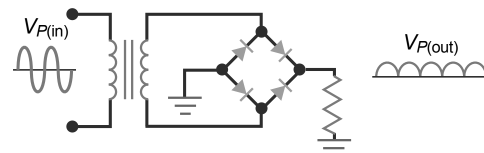
$$V_{dc} = \frac{2V_p}{\pi}$$

(4.7) Onda completa:



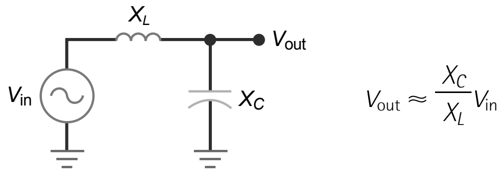
$$f_{out} = 2f_{in}$$

(4.8) En puente (segunda aproximación):



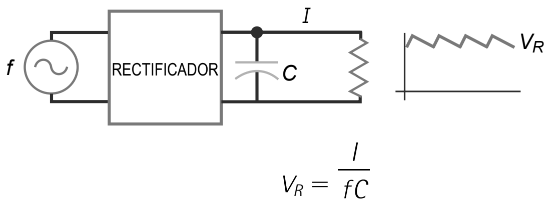
$$V_{p(out)} = V_{p(in)} - 1{,}4 \text{ V}$$

(4.9) Filtro de choque:



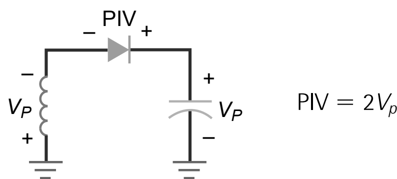
$$V_{out} \approx \frac{X_C}{X_L} V_{in}$$

(4.10) Rizado de pico a pico:



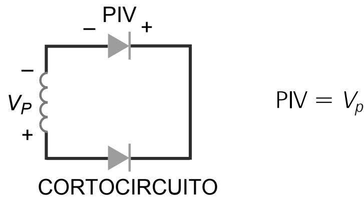
$$V_R = \frac{I}{fC}$$

(4.11) Media onda:



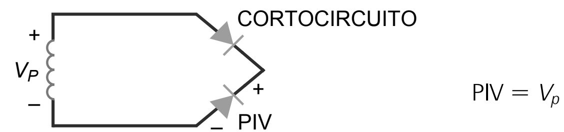
$$\text{PIV} = 2V_p$$

(4.12) Onda completa:



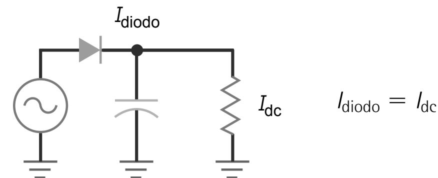
$$\text{PIV} = V_p$$

(4.13) En puente:



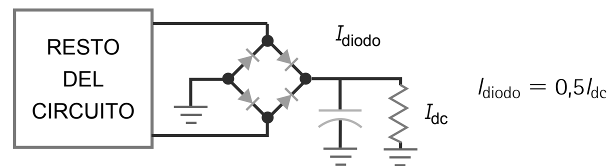
$$\text{PIV} = V_p$$

(4-15) Media onda:



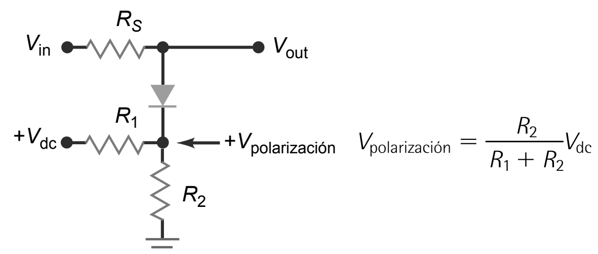
$$I_{diodo} = I_{dc}$$

(4.16) Onda completa y en puente:



$$I_{diodo} = 0{,}5 I_{dc}$$

(4.18) Recortador polarizado:



$$V_{polarización} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{dc}$$

Cuestiones

1. Si $N_1/N_2 = 4$ y la tensión del primario es igual a 120 V, ¿cuál es la tensión en el devanado del secundario?

a. 0 V
b. 30 V
c. 60 V
d. 480 V

2. En un transformador reductor, ¿cuál es la tensión más grande?

a. La tensión del primario
b. La tensión del secundario
c. Ninguna
d. No hay respuesta

3. Un transformador tiene una relación de espiras 2:1. ¿Cuál es la tensión de pico del secundario si se aplican 115 V rms al devanado del primario?

a. 57,5 V
b. 81,3 V
c. 230 V
d. 325 V

4. Con una tensión rectificada de media onda en la resistencia de carga, ¿en qué parte del ciclo fluye corriente por la carga?

a. 0°
b. 90°
c. 180°
d. 360°

5. Suponga que la tensión de la red puede ser tan baja como 105 V rms o tan alta como 125 V rms en un rectificador de media onda. Con un transformador reductor que tiene una relación de espiras 5:1, la tensión de pico mínima en la carga se aproxima a

a. 21 V
b. 25 V
c. 29,7 V
d. 35,4 V

6. La tensión de salida en un rectificador en puente es una

a. señal de media onda
b. señal de onda completa
c. señal rectificada
d. onda sinusoidal

7. Si la tensión de la red es 115 V rms, y la relación de espiras es 5:1, la tensión eficaz en el secundario será aproximadamente igual a

a. 15 V
b. 23 V
c. 30 V
d. 35 V

8. ¿Cuál es la tensión de pico en la carga en un rectificador de onda completa si la tensión del secundario es de 20 V eficaces?

a. 0 V
b. 0,7 V
c. 14,1 V
d. 28,3 V

9. Deseamos obtener una tensión de pico en la carga de 40 V a la salida de un rectificador en puente. ¿Cuál es el valor eficaz aproximado de la tensión del secundario?

a. 0 V
b. 14,4 V
c. 28,3 V
d. 56,6 V

10. Teniendo en la resistencia de carga una tensión de onda completa, ¿en qué parte de un ciclo fluye corriente por la carga?

a. 0°
b. 90°
c. 180°
d. 360°

11. ¿Cuál es la tensión de pico en la carga de un rectificador en puente para una tensión de secundario de 12,6 V rms? (utilice la segunda aproximación).

a. 7,5 V
b. 16,4 V
c. 17,8 V
d. 19,2 V

12. Si la frecuencia de la red eléctrica es de 60 Hz, la frecuencia de salida de un rectificador de media onda es

a. 30 Hz
b. 60 Hz
c. 120 Hz
d. 240 Hz

13. Si la frecuencia de la red es 60 Hz, la frecuencia de salida de un rectificador en puente es

a. 30 Hz
b. 60 Hz
c. 120 Hz
d. 240 Hz

14. Con la misma tensión de secundario y filtro, ¿cuál de los siguientes tiene más rizado?

a. Rectificador de media onda
b. Rectificador de onda completa
c. Rectificador en puente
d. Imposible decirlo

15. Con la misma tensión de secundario y filtro, ¿cuál de los siguientes genera la menor tensión de carga?

a. Rectificador de media onda
b. Rectificador de onda completa
c. Rectificador en puente
d. Imposible decirlo

16. Si la corriente filtrada por la carga es de 10 mA, ¿cuál de los siguientes tiene una corriente de diodo de 10 mA?

a. Rectificador de media onda
b. Rectificador de onda completa
c. Rectificador en puente
d. Imposible decirlo

17. Si la corriente de carga es 5 mA y el condensador del filtro tiene un valor de 1000 μF, ¿cuál es el rizado de pico a pico en la salida de un rectificador en puente ?

a. 21,3 pV
b. 56,3 nV
c. 21,3 mV
d. 41,7 mV

18. Cada uno de los diodos de un rectificador en puente puede soportar una corriente continua máxima de 2 A. Esto significa que la corriente continua por la carga puede tener un valor máximo de

a. 1 A
b. 2 A
c. 4 A
d. 8 A

19. ¿Cuál es tensión inversa de pico (PIV) en cada uno de los diodos de un rectificador en puente con una tensión de secundario de 20 V eficaces?

a. 14,1 V
b. 20 V
c. 28,3 V
d. 34 V

20. Si en un rectificador en puente con filtro con condensador a la entrada aumenta la tensión de secundario, la tensión en la carga

a. disminuirá
b. no variará
c. aumentará
d. Ninguna de las anteriores

21. Si la capacidad del filtro aumenta, el rizado

a. disminuirá
b. no variará
c. aumentará
d. Ninguna de las anteriores

22. Un circuito que elimina las partes positivas o negativas de una forma de onda se denomina

a. cambiador de nivel
b. recortador
c. circuito fijador
d. limitador

23. Un circuito que añade una tensión continua positiva o negativa a una onda sinusoidal de entrada se denomina

a. cambiador de nivel
b. recortador
c. circuito fijador
d. limitador

24. Para que un circuito cambiador de nivel funcione correctamente, su constante de tiempo R_LC tiene que ser

a. igual al período *T* de la señal
b. 10 veces mayor que el período *T* de la señal
c. 100 veces mayor que el período *T* de la señal
d. 10 veces menor que el período *T* de la señal

25. Los circuitos multiplicadores de tensión son los mejores circuitos para generar

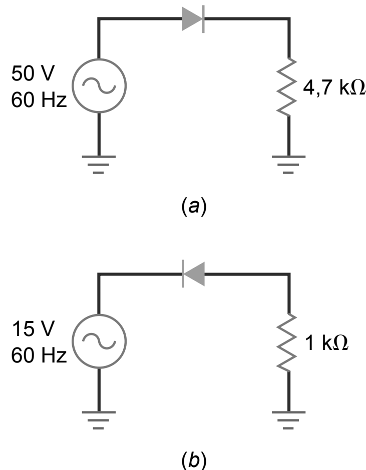
a. tensiones y corrientes bajas
b. tensiones bajas y corrientes altas
c. tensiones altas y corrientes bajas
d. tensiones y corrientes altas

Problemas

SEC. 4.1 EL RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA

4.1 En la Figura 4.36*a*, ¿cuál es la tensión de pico de salida si el diodo es ideal? ¿Y el valor medio? ¿Y el valor de continua? Dibuje la forma de onda de salida.

Figura 4.36



4.2 Repita el problema anterior para el circuito de la Figura 4.36*b*.

4.3 ¿Cuál es la tensión de pico de salida en el circuito de la Figura 4.36*a* utilizando la segunda aproximación del diodo? ¿Y el valor medio? ¿Y el valor de continua? Dibuje la forma de onda de salida.

4.4 Repita el problema anterior para el circuito de la Figura 4.36*b*.

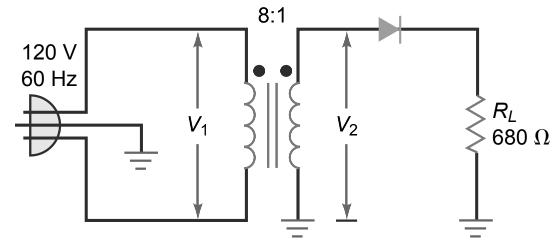
SEC. 4.2 EL TRANSFORMADOR

4.5 Si un transformador tiene una relación de espiras de 6 : 1, ¿cuál es la tensión eficaz en el secundario? ¿Y la tensión de pico en el secundario? Suponga que la tensión del primario es 120 V rms.

4.6 Si un transformador tiene una relación de espiras de 1 : 12, ¿cuál es la tensión eficaz en el secundario? ¿Y la tensión de pico en el secundario? Suponga que la tensión del primario es 120 V rms.

4.7 Calcule la tensión de pico de salida y la tensión continua de salida en el circuito de la Figura 4.37 utilizando un diodo ideal.

Figura 4.37



4.8 Calcule la tensión de pico de salida y la tensión continua de salida en el circuito de la Figura 4.37 utilizando la segunda aproximación.

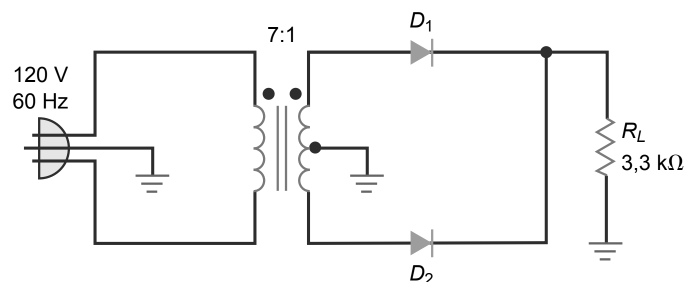
SEC. 4.3 EL RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

4.9 Un transformador con conexión central y una tensión de entrada de 120 V tiene una relación de espiras de 4 : 1. ¿Cuál es la tensión rms en la mitad superior del devanado del secundario? ¿Y la tensión de pico? ¿Cuál es la tensión rms en la mitad inferior del devanado del secundario?

4.10 ¿Cuál es la tensión de pico de salida en la Figura 4.38 si los diodos son ideales? ¿Y el valor medio? Dibuje la forma de onda de salida.

4.11 Repita el problema anterior utilizando la segunda aproximación.

Figura 4.38

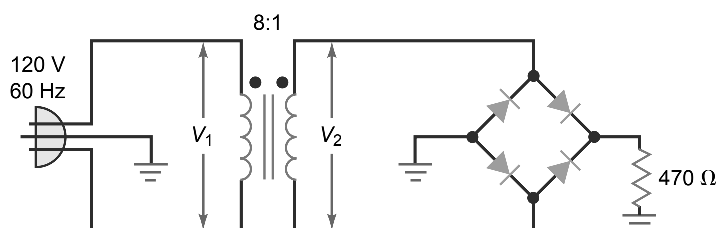


SEC. 4.4 EL RECTIFICADOR EN PUENTE

4.12 En la Figura 4.39, ¿cuál es la tensión de pico de salida si los diodos son ideales? ¿Y el valor medio? Dibuje la forma de onda de salida.

4.13 Repita el problema anterior utilizando la segunda aproximación.

Figura 4.39



4.14 Si la tensión de la red en la Figura 4.39 varía de 105 a 125 V rms, ¿cuál es la tensión continua de salida mínima? ¿Y la máxima?

SEC. 4.5 EL FILTRO DE CHOQUE

4.15 Una señal de media onda con un pico de 20 V es la entrada a un filtro de choque. Si $X_L = 1\ k\Omega$ y $X_C = 25\ \Omega$, ¿cuál es el rizado de pico a pico aproximado en el condensador?

4.16 Una señal de onda completa con un pico de 14 V es la entrada a un filtro de choque. Si $X_L = 2\ k\Omega$ y $X_C = 50\ \Omega$, ¿cuál es el rizado de pico a pico aproximado en el condensador?

SEC. 4.6 FILTRO CON CONDENSADOR A LA ENTRADA

4.17 ¿Cuál es la tensión continua de salida y el rizado en la Figura 4.40*a*? Dibuje la forma de onda de salida.

4.18 En la Figura 4.40*b*, calcule la tensión continua de salida y el rizado.

4.19 ¿Qué ocurre con el rizado en el circuito de la Figura 4.40*a* si el valor de la capacidad se reduce a la mitad?

4.20 En la Figura 4.40*b*, ¿qué ocurre con el rizado si la resistencia se reduce a 500 Ω?

4.21 ¿Cuál es la tensión continua de salida en la Figura 4.41? ¿Y el rizado? Dibuje la forma de onda de salida.

4.22 Si en el circuito de la Figura 4.41 la tensión de la red disminuye a 105 V, ¿cuál será la tensión continua de salida?

SEC. 4.7 TENSIÓN INVERSA DE PICO Y CORRIENTE INICIAL

4.23 ¿Cuál es la tensión inversa de pico en la Figura 4.41?

4.24 Si la relación de espiras cambia a 3 : 1 en la Figura 4.41, ¿cuál será la tensión inversa de pico?

SEC. 4.8 OTRAS CUESTIONES SOBRE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

4.25 Un F-25X reemplaza al transformador de la Figura 4.41. ¿Cuál es la tensión de pico aproximada en el devanado del secundario? ¿Y la tensión continua de salida? ¿Está funcionando el transformador a su máxima corriente de salida? ¿La tensión continua de salida será mayor o menor que la normal?

Figura 4.40

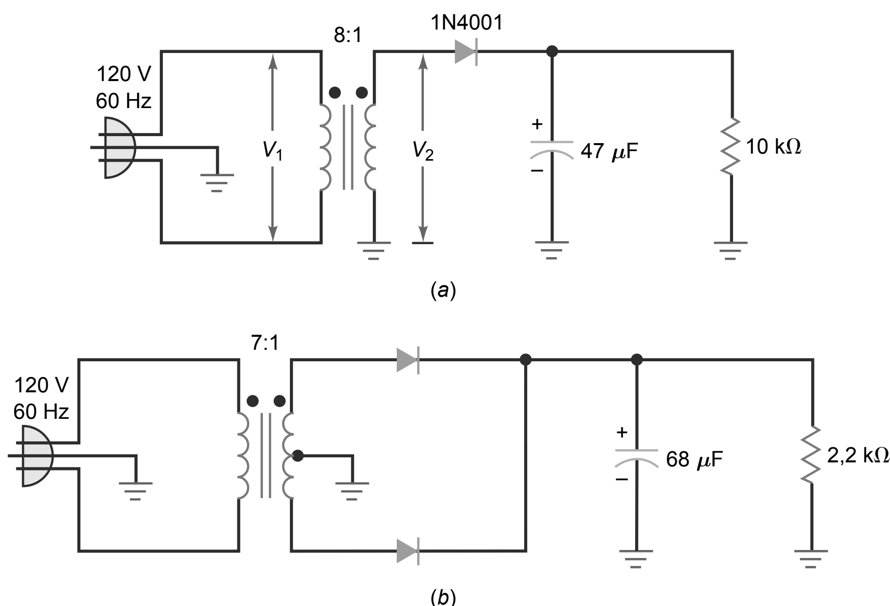
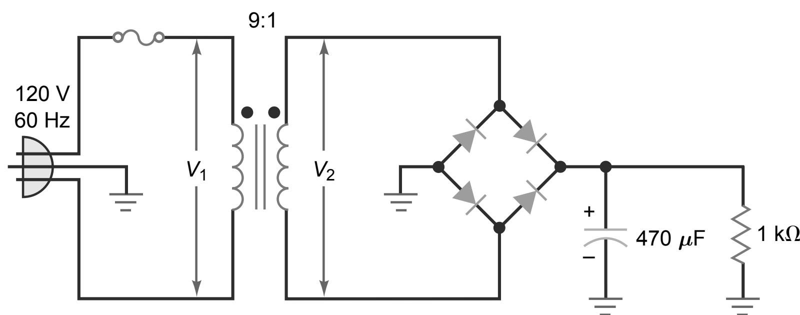


Figura 4.41



4.26 ¿Cuál es la corriente por el primario en la Figura 4.41?

4.27 ¿Cuál es la corriente media a través de cada uno de los diodos de la Figuras 4.40*a* y 4.40*b*?

4.28 ¿Cuál es la corriente media a través de cada uno de los diodos de la Figura 4.41?

SEC. 4.9 DETECCIÓN DE AVERÍAS

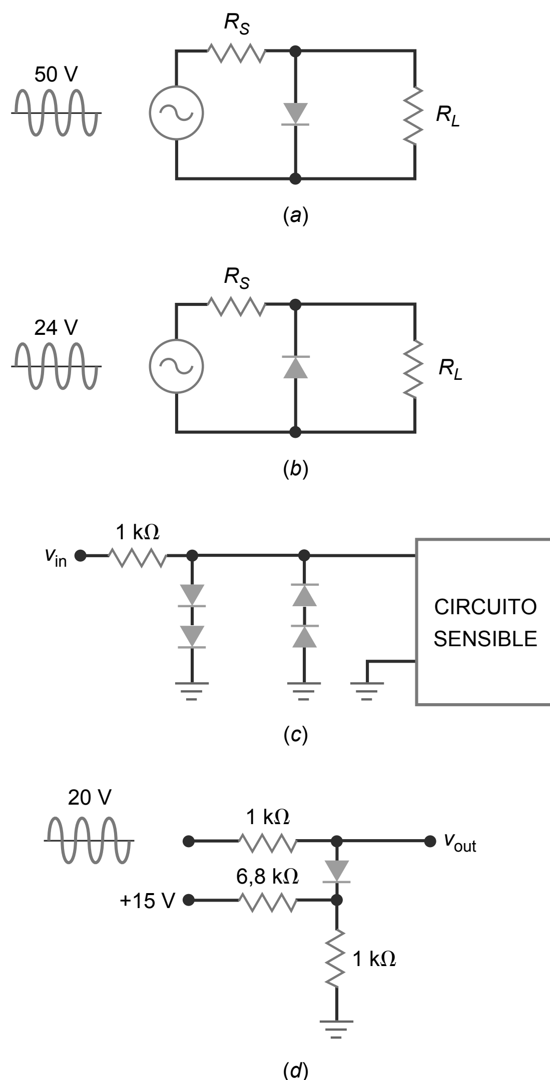
4.29 Si el condensador del filtro de la Figura 4.41 está en abierto, ¿cuál es la tensión continua de salida?

4.30 Si sólo está abierto un diodo en el circuito de la Figura 4.41, ¿cuál es la tensión continua de salida?

4.31 Si alguien monta el circuito de la Figura 4.41 con el condensador electrolítico al revés, ¿que tipo de avería se producirá con toda probabilidad?

4.32 Si la resistencia de carga de la Figura 4.41 está en abierto, ¿qué cambios se producirán en la tensión de salida?

Figura 4.42



SEC. 4.10 RECORTADORES Y LIMITADORES

4.33 En la Figura 4.42*a*, dibuje la forma de onda de salida. ¿Cuál es la tensión positiva máxima? ¿Y la tensión negativa?

4.34 Repita el problema anterior para el circuito de la Figura 4.42*b*.

4.35 El circuito fijador de la Figura 4.42*c* protege el circuito sensible. ¿Cuáles son los niveles límite?

4.36 En la Figura 4.42*d*, ¿cuál es la tensión positiva de salida máxima? ¿Y la tensión negativa de salida máxima? Dibuje la forma de onda de salida.

4.37 Si la señal sinusoidal de la Figura 4.42*d* es de sólo 20 mV, el circuito se comportará como un circuito fijador en lugar de como un recortador polarizado. En este caso, ¿cuál es el rango protegido de la tensión de salida?

SEC. 4.11 CAMBIADORES DE NIVEL

4.38 Para el circuito de la Figura 4.43*a*, dibuje la forma de onda de salida. ¿Cuál es la tensión positiva máxima? ¿Y la tensión negativa máxima?

4.39 Repita el problema anterior para la Figura 4.43*b*.

4.40 Dibuje la forma de onda de salida del cambiador de nivel y la salida final del circuito de la Figura 4.43*c*. ¿Cuál es la tensión continua de salida si los diodos son ideales? ¿Y aplicando la segunda aproximación?

SEC. 4.12 MULTIPLCADORES DE TENSIÓN

4.41 Calcular la tensión continua de salida en la Figura 4.44*a*.

4.42 ¿Cuál es la salida del triplicador de la Figura 4.44*b*?

4.43 ¿Cuál es la salida del cuatriplicador de la Figura 4.44*c*?

Figura 4.43

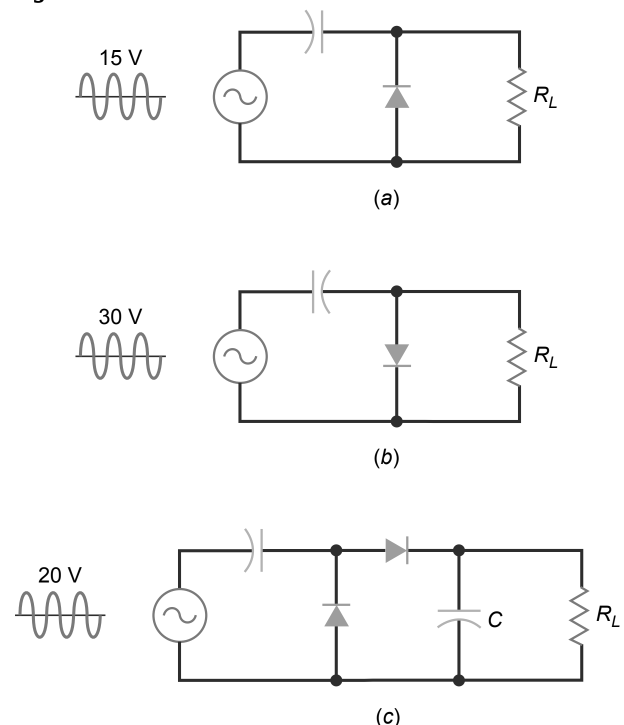
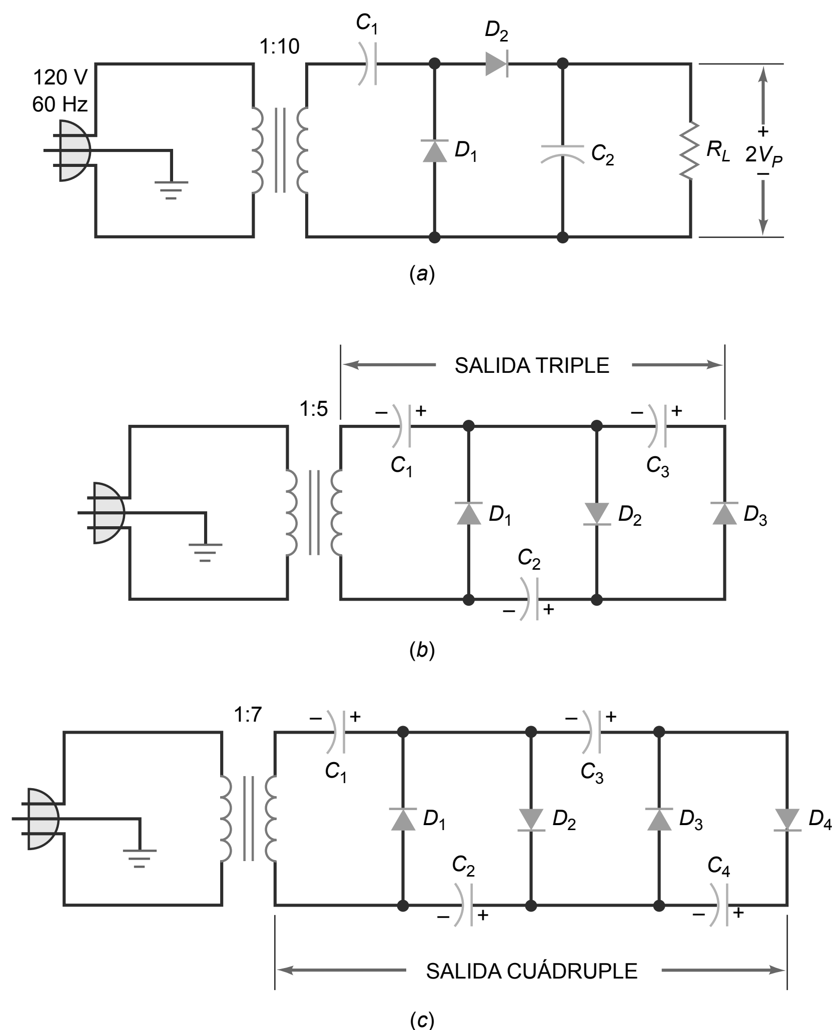


Figura 4.44



Pensamiento crítico

4.44 Si uno de los diodos del circuito de la Figura 4.41 se cortocircuita, ¿cuál será el resultado más probable?

4.45 La fuente de alimentación de la Figura 4.45 proporciona dos tensiones de salida. ¿Cuáles son sus valores aproximados?

4.46 Se añade una resistencia inicial de 4,7 Ω al circuito de la Figura 4.45. ¿Cuál es el máximo valor posible de la corriente inicial?

4.47 Una tensión de onda completa presenta un valor de pico de 15 V. Alguien le proporciona un libro de tablas trigonométricas, con el fin de que pueda buscar el valor de una onda sinusoidal a intervalos de 1°. Describa cómo se podría demostrar que el valor medio de una señal sinusoidal completa es el 63,6 por ciento del valor de pico.

4.48 Cuando el interruptor está en la posición indicada en la Figura 4.46, ¿cuál es la tensión de salida? Si el interruptor se coloca en la posición contraria, ¿cuál será la tensión de salida?

4.49 Si V_{in} es 40 V rms en la Figura 4.47 y la constante de tiempo *RC* es muy grande comparada con el período de la tensión de la fuente, ¿a qué será igual V_{out}? ¿Por qué?

Figura 4.45

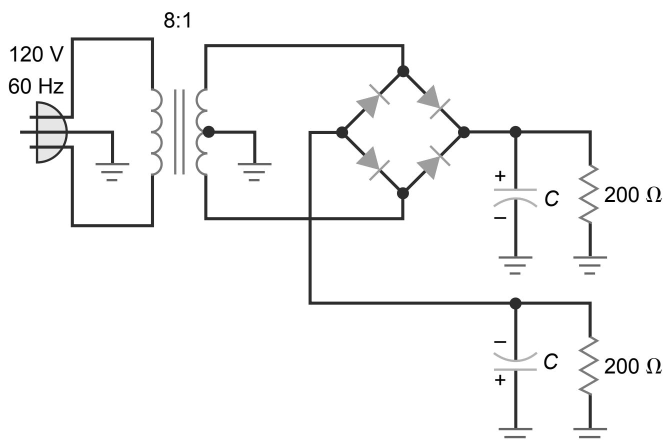


Figura 4.46

Figura 4.47

Detección de averías

4.50 La Figura 4.48 muestra un rectificador en puente junto con una tabla que especifica los valores normales de funcionamiento y de ocho averías (T1–T8). Localice las ocho averías.

Figura 4.48 Detección de averías.

DETECCIÓN DE AVERÍAS								
	V_1	V_2	V_L	V_R	f	R_L	C_1	F_1
Normal	115	12,7	18	0,3	120	1k	Correcto	Correcto
T1	115	12,7	11,4	18	120	1k	∞	Correcto
T2	115	12,7	17,7	0,6	60	1k	Correcto	Correcto
T3	0	0	0	0	0	0	Correcto	∞
T4	115	12,7	0	0	0	1k	Correcto	Correcto
T5	0	0	0	0	0	1k	Correcto	∞
T6	115	12,7	18	0	0	∞	Correcto	Correcto
T7	115	0	0	0	0	1k	Correcto	Correcto
T8	0	0	0	0	0	1k	0	∞

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Aquí tiene lápiz y papel. Dígame cómo funciona un rectificador en puente con filtro con condensador a la entrada. En su explicación, incluya un esquemático y las formas de onda en distintos puntos del circuito.
2. Suponga que en el laboratorio hay un rectificador en puente filtro con condensador a la entrada y no funciona. Dígame cómo detectaría los fallos. Indique qué tipo de instrumentos utilizaría y cómo aislaría los fallos más comunes.
3. Una corriente o una tensión excesiva puede destruir los diodos de una fuente de alimentación. Dibuje un rectificador en puente con filtro con condensador a la entrada y dígame cómo la corriente o la tensión pueden destruir un diodo. Explíqueme lo mismo pero para una tensión inversa excesiva.
4. Dígame todo lo que sepa sobre recortadores, cambiadores de nivel y circuitos fijadores. Muéstreme las formas de onda típicas, los niveles de recorte, los niveles de los cambiadores de nivel y los niveles de protección.
5. Deseo que me explique cómo funciona un detector de pico a pico. Después, dígame en qué se parecen y en qué se diferencian un duplicador de tensión y un detector de pico a pico.
6. ¿Cuál es la ventaja de utilizar un rectificador en puente en una fuente de alimentación en oposición a emplear un rectificador de media onda o de onda completa? ¿Por qué el rectificador en puente es más eficiente que los otros?
7. ¿En qué aplicación de las fuentes de alimentación es preferible utilizar un filtro *LC* en lugar de un filtro *RC*? ¿Por qué?
8. ¿Cuál es la relación entre un rectificador de media onda y un rectificador de onda completa?
9. ¿Bajo qué circunstancias es apropiado utilizar un multiplicador de tensión como parte de una fuente de alimentación?
10. Se supone que una fuente de alimentación continua tiene una salida de 5 V. Con un voltímetro de continua se miden exactamente 5 V en la salida de la fuente. ¿Es posible que esta fuente de alimentación tenga algún problema? En caso afirmativo, ¿cómo detectaría la avería?
11. ¿Por qué utilizaría un multiplicador de tensión en lugar de un transformador con una relación de espiras muy alta y un rectificador normal?
12. Enumere las ventajas y desventajas del filtro *RC* y del filtro *LC*.
13. Mientras está buscando las averías de una fuente de alimentación, encuentra una resistencia quemada. Realiza una medida que demuestra que la resistencia es un circuito abierto. ¿Debería reeemplazar la resistencia y conectar a continuación la fuente de alimentación? Si su respuesta es no, ¿qué haría a continuación?
14. En un rectificador en puente, enumere tres posibles fallos y los correspondientes síntomas de cada uno de ellos.

Respuestas al autotest

1. b
2. a
3. b
4. c
5. c
6. b
7. b
8. c
9. c
10. d
11. b
12. b
13. c
14. a
15. b
16. a
17. d
18. c
19. c
20. c
21. a
22. b
23. a
24. c
25. c

Respuestas a los problemas prácticos

4.1 V_{dc} = 6,53 V

4.2 V_{dc} = 27 V

4.3 $V_{p(\text{in})}$ = 12 V;
$V_{p(\text{out})}$ = 11,3 V

4.5 $V_{p(\text{out})}$ ideal = 34 V.
Segunda aproximación = 32,6 V

4.7 V_L = 17 V;
V_R = 0,71 Vpp

4.9 V_R = 0,165 Vpp

4.10 1N4002 o 1N4003 para un factor de seguridad de 2

Capítulo 5

Diodos de propósito especial

Los diodos rectificadores son el tipo más común de diodo. Se emplean en las fuentes de alimentación para convertir la tensión alterna en tensión continua. Pero la rectificación no es todo lo que un diodo puede hacer. En este capítulo vamos a ver cómo se usan los diodos en otras aplicaciones. Comenzaremos con el diodo zener, que está optimizado para aprovechar sus propiedades de disrupción. Los diodos zener son muy importantes porque son la clave en los mecanismos de regulación de la tensión. El capítulo también se ocupa de los diodos optoelectrónicos, diodos Schottky, varactores y otros tipos.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Mostrar cómo se utiliza el diodo zener y calcular los distintos valores relacionados con su funcionamiento.
- Enumerar los dipositivos optoelectrónicos y describir cómo funcionan.
- Describir dos ventajas de los diodos Schottky respecto de los diodos comunes.
- Explicar cómo funciona un varactor.
- Establecer el principal uso del varistor.
- Enumerar cuatro elementos de interés que los técnicos pueden encontrar en la hoja de características de un diodo zener.
- Enumerar y describir la función básica de otros diodos semiconductores .

Vocabulario

ánodo común
cátodo común
coeficiente de temperatura
diodo de recuperación en escalón
diodo láser
diodo opuesto
diodo PIN
diodo regulador de corriente
diodo Schottky
diodo túnel
diodo zener
display de siete segmentos
efecto zener
factor de ajuste
fotodiodo
LED (diodo emisor de luz)
optoacoplador
optoelectrónica
pre-regulator
región de fugas
regulador zener
resistencia negativa
resistencia zener
varactor
varistor

5.1 El diodo zener

Los diodos rectificadores y los diodos de pequeña señal nunca trabajan de forma intencionada en la región de disrupción, ya que podrían resultar dañados. Un **diodo zener** es diferente; es un diodo de silicio que el fabricante ha optimizado para trabajar en la región de disrupción. El diodo zener es la columna vertebral de los reguladores de tensión, circuitos que mantienen prácticamente constante la tensión en la carga a pesar de las variaciones en la tensión de la red y en la resistencia de carga.

Gráfica *I–V*

La Figura 5.1*a* muestra el símbolo esquemático de un diodo zener; la Figura 5.1*b* muestra un símbolo alternativo. En ambos símbolos, las líneas parecen una *z*, lo que quiere indicar que se trata de un diodo "zener ." Variando el nivel de dopaje de los diodos de silicio, un fabricante puede obetener diodos zener con tensiones de disrupción de entre aproximadamente 2 hasta 1000 V. Estos diodos pueden operar en cualquiera de las tres regiones: directa, de fugas y de disrupción.

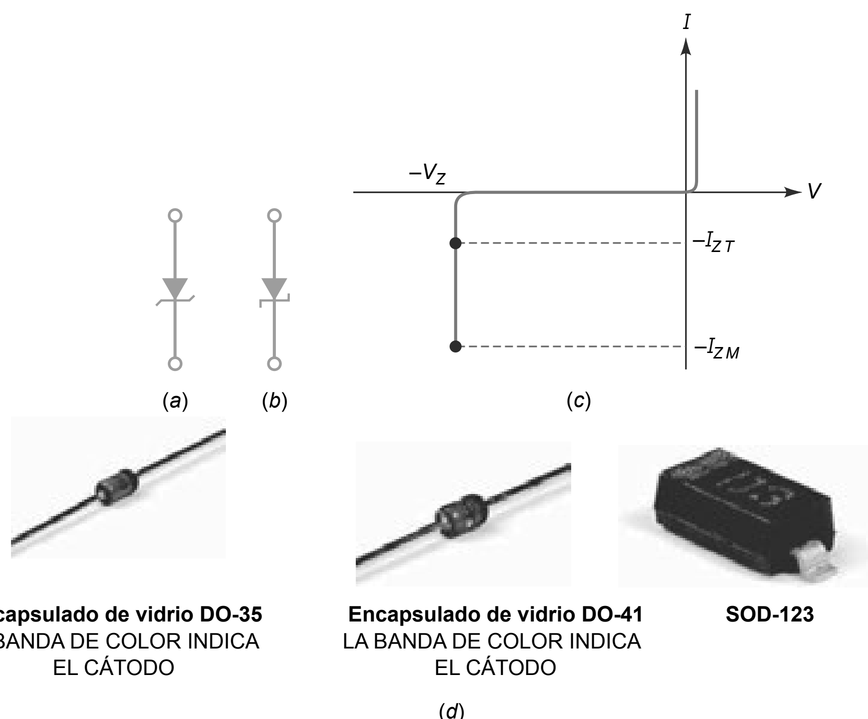
La Figura 5.1*c* muestra la gráfica *I-V* (corriente-tensión) de un diodo zener. En la región directa, comienza a conducir para una tensión de unos 0,7 V, igual que un diodo de silicio normal. En la **región de fugas** (entre cero y la tensión de disrupción), sólo circula una pequeña corriente inversa. En un diodo zener, la región de disrupción peresenta un codo muy abrupto, seguido por un incremento casi vertical de la corriente. Observe que la tensión se mantiene prácticamente constante y es aproximadamente igual a V_Z en casi toda la región de disrupción. Habitualmente, las hojas de características especifican el valor de V_Z para una determinada corriente de prueba I_{ZT}.

La Figura 5.1*c* también especifica la corriente inversa máxima I_{ZM}. Mientras que la corriente inversa sea menor que I_{ZM}, el diodo operará dentro de su zona de seguridad. Si la corriente se hace mayor que I_{ZM}, el diodo se destruirá. Para impedir una corriente inversa excesiva, debe utilizarse una *resistencia limitadora de corriente* (lo que veremos más adelante).

INFORMACIÓN ÚTIL

Al igual que en los diodos convencionales, los fabricantes colocan una banda en el cátodo del diodo zener para identificar el terminal.

Figura 5.1 Diodo zener. (*a*) Símbolo esquemático. (*b*) Símbolo alternativo. (*c*) Gráfica corriente-tensión. (*d*) Diodos zener típicos.



Resistencia zener

En la tercera aproximación de un diodo de silicio, la tensión directa que cae en un diodo es igual a la tensión umbral más la tensión adicional que cae en la resistencia interna.

De forma similar, en la región de disrupción, la tensión inversa que cae en un diodo es igual a la tensión de disrupción más la tensión adicional que cae en la resistencia interna. En la región inversa, la resistencia interna se denomina **resistencia zener**. Esta resistencia es igual a la inversa de la pendiente en la región de disrupción. En otras palabras, cuanto más vertical es la región de disrupción, menor es la resistencia zener.

En la Figura 5.1 *c*, la resistencia zener indica que un incremento de la corriente inversa produce un ligero incremento de la tensión inversa. Este incremento de tensión es muy pequeño, normalmente de sólo unas décimas de voltio. Este ligero incremento puede ser importante a la hora de definir el diseño, pero no lo es cuando se detectan averías o se hace un análisis preliminar. A menos que se diga lo contrario, en nuestras explicaciones ignoraremos la resistencia zener. La Figura 5.1(*d*) muestra algunos diodos zener típicos.

Regulador zener

A veces, al diodo zener se le llama *diodo regulador de tensión* porque mantiene una tensión de salida constante incluso cuando la corriente que le recorre varía. Como se muestra en la Figura 5.2*a,* en la zona de operación normal, el diodo zener tiene que estar polarizado en inversa. Además, para operar en la región de disrupción, la tensión de la fuente V_S tiene que ser mayor que la tensión de disrupción del zener V_Z. Siempre se utiliza una resistencia serie R_S para limitar la corriente del zener a una corriente menor que su máxima corriente de operación. Por otro lado, el diodo zener se quemará, como cualquier otro dispositivo si su disipación de potencia es excesiva.

La Figura 5.2*b* muestra una forma alternativa de dibujar el circuito incluyendo las conexiones a tierra. Cuando un cicuito tiene tierra, podemos medir las tensiones con respecto a tierra.

Por ejemplo, suponga que queremos saber qué tensión cae en la resistencia serie de la Figura 5.2*b*. Vamos a ver una forma de hallarla cuando se tiene ya el circuito construido. En primer lugar, se mide la tensión entre el terminal izquierdo de R_S y tierra. En segundo lugar, se mide la tensión entre el terminal derecho de R_S y tierra. Por último, se restan las dos tensiones para obtener la tensión que cae en R_S. Si se dispone de un voltímetro flotante o de un multímetro digital, puede conectarse directamente en paralelo con la resistencia serie.

La Figura 5.2*c* muestra la salida de una fuente de alimentación conectada a una resistencia serie y a un diodo zener. Este circuito se utiliza cuando se desea una tensión continua de salida menor que la salida de la fuente de alimentación. Un circuito como éste es un *regulador de tensión zener,* o simplemente **regulador zener**.

La ley de Ohm

En la Figura 5.2, la tensión en la resistencia serie o limitadora de corriente es igual a la diferencia entre la tensión de la fuente y la tensión del zener. Por tanto, la corriente que circula por la resistencia es:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} \tag{5.1}$$

Una vez que se conoce el valor de la corriente serie, también se conoce el valor de la corriente del zener, ya que el circuito de la Figura 5.2 es un circuito serie. Observe que I_S tiene que ser menor que I_{ZM}.

Diodo zener ideal

Para la detección de averías y los análisis preliminares, podemos aproximar la región de disrupción a una línea vertical. Por tanto, la tensión es constante incluso cuando la corriente varía, lo que es equivalente a ignorar la

Figura 5.2 Regulador zener. (*a*) Circuito básico. (*b*) El mismo circuito con tierra. (*c*) La fuente de alimentación excita al regulador.

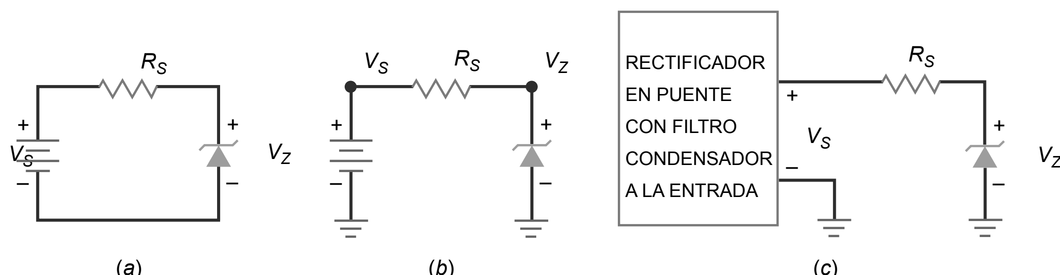
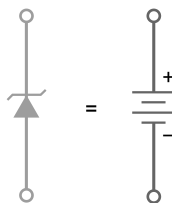


Figura 5.3 Aproximación ideal de un diodo zener.

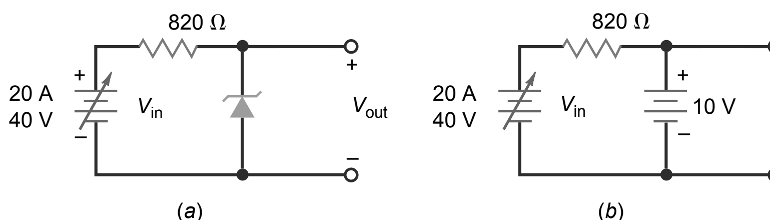


resistencia del zener. La Figura 5.3 muestra la aproximación ideal de un diodo zener. Esto significa que un diodo zener operando en la región de disrupción idealmente se comporta como una batería. En un circuito, esto quiere decir que puede reemplazar mentalmente un diodo zener por una fuente de tensión V_Z, suponiendo que el zener esté funcionando en la región de disrupción.

Ejemplo 5.1

Suponga que el diodo zener de la Figura 5.4 *a* tiene una tensión de disrupción de 10 V. ¿Cuáles son las corrientes del zener máxima y mínima?

Figura 5.4 Ejemplo.



SOLUCIÓN La tensión aplicada puede variar entre 20 y 40V. Idealmente, un diodo zener se comporta como la batería mostrada en la Figura 5.4*b*. Por tanto, la tensión de salida es de 10 V para cualquier tensión de fuente comprendida entre 20 y 40 V.

La corriente mínima se obtiene cuando la tensión de la fuente es mínima. En este caso, tenemos 20 V en el terminal izquierdo de la resistencia y 10 V en el terminal derecho. Luego la tensión en la resistencia es 20 V − 10 V, es decir 10 V. Aplicando la ley de Ohm:

$$I_S = \frac{10\text{ V}}{820\ \Omega} = 12{,}2\text{ mA}$$

La corriente máxima se obtiene cuando la tensión de la fuente es 40V. En este caso, la tensión que cae en la resistencia es de 30 V, lo que da una corriente de

$$I_S = \frac{30\text{ V}}{820\ \Omega} = 36{,}6\text{ mA}$$

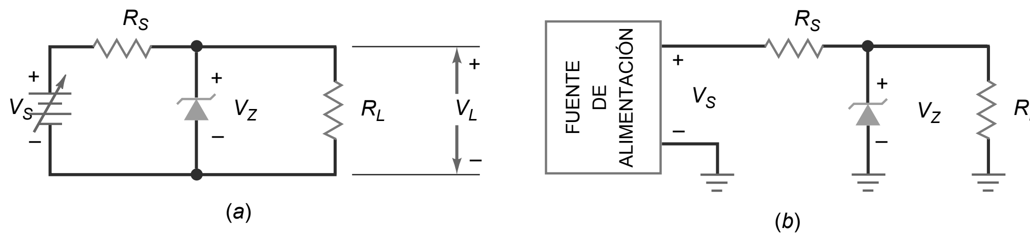
En un regulador de tensión como el de la Figura 5.4*a*, la tensión de salida se mantiene constante en 10V, a pesar de que la tensión de la fuente varíe entre 20 y 40 V. Cuanto mayor es la tensión de la fuente mayor es la corriente del zener, pero la tensión de salida se mantiene constante en 10 V (si se tiene en cuenta la resistencia del zener, la tensión de salida aumenta ligeramente cuando aumenta la tensión de la fuente).

PROBLEMA PRÁCTICO 5.1 Basándose en la Figura 5.4, ¿cuál es la corriente del zener I_S si V_{in} = 30 V?

5.2 El regulador zener con carga

En la Figura 5.5*a* se muestra un regulador zener *con carga* y en la Figura 5.5*b* se ilustra el mismo circuito con las conexiones a masa. El diodo zener opera en la región de disrupción y mantiene una tensión constante en la carga.

Figura 5.5 Regulador zener con carga. (*a*) Circuito básico. (*b*) Circuito práctico.



Aún cuando la tensión de la fuente o la resistencia de car ga varíen, la tensión en la carga permanecerá fija y será igual a la tensión del zener.

Funcionamiento en la región de disrupción

¿Cómo podemos saber si el diodo zener de la Figura 5.5 está operando en la región de disrupción? Teniendo en cuenta el divisor de tensión, la tensión de Thevenin que ve el diodo es:

$$V_{TH} = \frac{R_L}{R_S + R_L} V_S \tag{5.2}$$

Ésta es la tensión del diodo zener cuando está desconectado del circuito. Esta tensión de Thevenin tiene que ser mayor que la tensión del zener; en caso contrario, el zener no entrará en la región de disrupción.

Corriente serie

A menos que se diga lo contrario, en las siguientes exposiciones supondremos que el diodo zener está funcionando en la región de disrupción. En la Figura 5.5, la corriente que circula por la resistencia serie viene dada por:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} \tag{5.3}$$

que es la ley de Ohm aplicada a la resistencia limitadora de corriente. Es la misma haya o no resistencia de carga. En otras palabras, si se desconecta la resistencia de car ga, la corriente que atraviesa a la resistencia serie sigue siendo igual a la tensión que cae en la resistencia dividida entre el valor de la resistencia.

Corriente de carga

Idealmente, la tensión en la carga es igual a la tensión del zener porque la resistencia de carga está en paralelo con el diodo zener, lo que en forma de ecuación se expresa como sigue:

$$V_L = V_Z \tag{5.4}$$

Esto nos permite utilizar la ley de Ohm para calcular la corriente por la carga:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \tag{5.5}$$

Corriente del zener

Aplicando la ley de Kirchhoff:

$$I_S = I_Z + I_L$$

El diodo zener y la resistencia de carga están en paralelo. La suma de sus corrientes tiene que ser igual a la corriente total, que es la misma que la corriente que circula por la resistencia serie.

Podemos reordenar la ecuación anterior para obtener la importante fórmula siguiente:

$$I_Z = I_S - I_L \tag{5.6}$$

Esto nos dice que la corriente del zener ya no es igual a la corriente serie, como sucede en el regulador sin car ga. Debido a la resistencia de carga, la corriente del zener ahora es igual a la corriente serie menos la corriente por la carga.

Tabla 5.1 Cómo analizar un regulador zener con carga

	Proceso	Comentario
Paso 1	Calcular la corriente serie, Ecuación (5.3)	Aplicación de la ley de Ohm a R_S
Paso 2	Calcular la tensión en la carga, Ecuación (5.4)	La tensión en la carga es igual a la tensión del diodo
Paso 3	Calcular la corriente por la carga, Ecuación (5.5)	Aplicación de la ley de Ohm a R_L
Paso 4	Calcular la corriente del zener, Ecuación (5.6)	Aplicación de la ley de las corrientes al diodo

La Tabla 5.1 resume los pasos que hay que seguir en el análisis de un regulador zener con carga. En primer lugar, se calcula la corriente serie, después la tensión y la corriente en la carga y, por último, la corriente del zener.

Efecto zener

Cuando la tensión de disrupción es mayor que 6V, la causa de la disrupción es el efecto de avalancha, como hemos visto en el Capítulo 2. La idea básica es que los portadores minoritarios son acelerados a velocidades lo suficientemente altas como para desligar a otros portadores minoritarios, produciendo un efecto en cadena o de avalancha que da lugar a una corriente inversa elevada.

El efecto zener es diferente. Cuando un diodo está fuertemente dopado, la zona de deplexión se hace muy estrecha. Debido a esto, el campo eléctrico en la zona de deplexión (la tensión dividida entre la distancia) es muy intenso. Cuando la intensidad del campo alcanza aproximadamente los 300.000 V/cm, el campo es lo suficiente intenso como para hacer que los electrones salgan de sus orbitales de valencia. La creación de este modo de electrones libres se conoce como **efecto zener** (también denominado *emisión por campo intenso*). Esto es muy distinto al efecto de avalancha, que depende de la velocidad de los portadores minoritarios para desligar a los electrones de valencia.

Cuando la tensión de disrupción es menor que 4V, sólo tiene lugar el efecto zener. Cuando la tensión de disrupción es mayor que 6 V, sólo se produce el efecto de avalancha y, cuando la tensión de disrupción toma valores comprendidos entre 4 y 6 V, aparecen ambos efectos.

El efecto zener se descubrió antes que el efecto de avalancha, razón por la que todos los diodos utilizados en la región de disrupción se conocen como diodos zener. Aunque ocasionalmente haya oído emplear el término *diodo de avalancha,* el nombre de *diodo zener* es de uso general para todos los diodos de disrupción.

INFORMACIÓN ÚTIL

Para tensiones de zener comprendidas entre, aproximadamente, 3 y 8 V, el coeficiente de temperatura también se ve fuertemente afectado por la corriente inversa del diodo. El coeficiente de temperatura se hace más positivo a medida que la corriente aumenta.

Coeficientes de temperatura

Cuando la temperatura ambiente varía, la tensión del zener también varía ligeramente. En las hojas de características, el efecto de la temperatura se indica como el **coeficiente de temperatura**, que se define como la variación de la tensión de disrupción por grado que aumenta la temperatura. El coeficiente de temperatura es negativo para las tensiones de disrupción menores que 4 V (efecto zener). Por ejemplo, un diodo zener con una tensión de disrupción de 3,9 V puede tener un coeficiente de temperatura de −1,4 mV/°C. Si la temperatura aumenta en 1°, la tensión de disrupción disminuye 1,4 mV.

Por otro lado, el coeficiente de temperatura es positivo para tensiones de disrupción mayores que 6 V (efecto de avalancha). Por ejemplo, un diodo zener con una tensión de disrupción de 6,2 V puede tener un coeficiente de temperatura de 2 mV/°C. Si la temperatura aumenta en 1°, la tensión de disrupción aumenta en 2 mV.

Entre 4 y 6 V, el coeficiente de temperatura pasa de negativo a positivo. En otras palabras, existen diodos zener con tensiones de disrupción entre 4 y 6 V

INFORMACIÓN ÚTIL

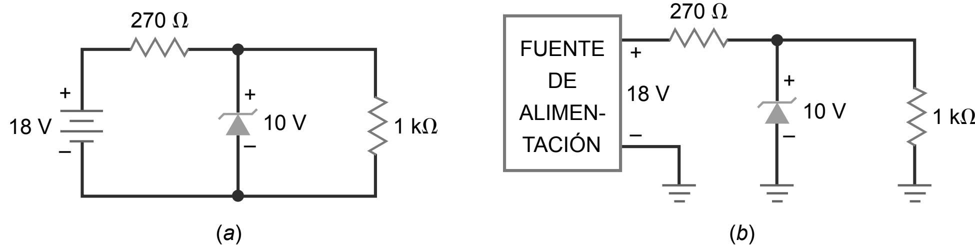
En aplicaciones en las que se requiere una tensión de referencia extremadamente estable, se conecta un diodo zener en serie con uno o más diodos semiconductores cuyas caídas de tensión varían con la temperatura en sentido contrario al que varía V_Z. El resultado es que V_Z permanece *muy* estable, incluso aunque la temperatura pueda variar en un amplio rango.

en los que el *coeficiente de temperatura es igual a cero.* Esto es importante en algunas aplicaciones cuando se necesita una tensión de zener que no varíe en una rango de temperaturas grande.

Ejemplo 5.2

¿Está funcionando el diodo zener de la Figura 5.6*a* en la región de disrupción?

Figura 5.6 Ejemplo.



SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (5.2):

$$V_{TH} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{270\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega}(18\ \text{V}) = 14{,}2\ \text{V}$$

Puesto que la tensión de Thevenin es mayor que la tensión del zener, el diodo zener está operando en la región de disrupción.

Ejemplo 5.3

¿Cuál es la corriente del zener en la Figura 5.6*b*?

SOLUCIÓN Dado que conocemos la tensión en ambos extremos de la resistencia serie, restándolos podemos ver que caen 8 V en la resistencia serie. Aplicando entonces la ley de Ohm:

$$I_S = \frac{8\ \text{V}}{270\ \Omega} = 29{,}6\ \text{mA}$$

Puesto que la tensión en la carga es de 10 V, la corriente por la carga es:

$$I_L = \frac{10\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 10\ \text{mA}$$

La corriente del zener es la diferencia de las dos corrientes:

$$I_Z = 29{,}6\ \text{mA} - 10\ \text{mA} = 19{,}6\ \text{mA}$$

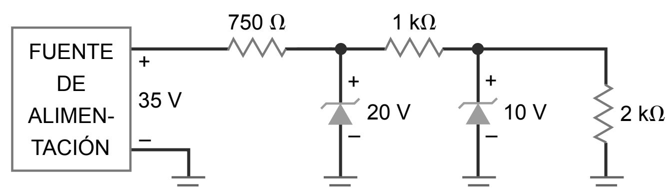
PROBLEMA PRÁCTICO 5.3 En la Figura 5.6*b*, cambie el valor de la fuente de alimentación a 15 V y calcule I_S, I_L e I_Z.

Ejemplo 5.4

¿Qué función realiza el circuito de la Figura 5.7?

SOLUCIÓN Éste es un ejemplo de un **pre-regulador** (el primer diodo zener) que excita a una regulador zener (el segundo zener). En primer lugar, observe que el pre-regulador tiene una tensión de salida de 20 V, que es la entrada al segundo regulador zener, cuya salida es de 10 V. La idea básica es proporcionar al segundo regulador una tensión de entrada bien regulada, con el fin de que la tensión de salida final esté perfectamente regulada.

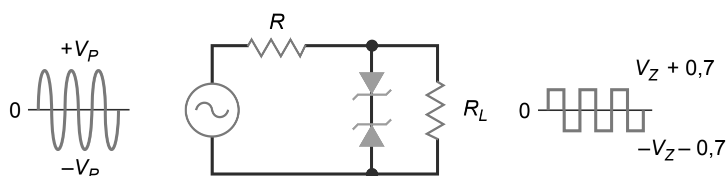
Figura 5.7 Ejemplo.



Ejemplo 5.5

¿Qué función realiza el circuito de la Figura 5.8?

Figura 5.8 Diodos zener utilizados para conformación de ondas.



SOLUCIÓN En la mayoría de las aplicaciones, los diodos zener se utilizan en reguladores de tensión que operan en la región de disrupción. Pero hay excepciones; en ocasiones, los diodos zener se emplean en circuitos de conformación de onda, como el mostrado en la Figura 5.8.

Fíjese en la conexión en oposición de los dos diods zener. En el semiciclo positivo, el diodo superior conduce y el diodo inferior está en disrupción. Por tanto, la salida se recorta como se indica. El nivel de recorte es igual a la tensión del zener (del diodo en disrupción) más 0,7 V (del diodo polarizado en directa).

En el semiciclo negativo, la operación es a la inversa. El diodo inferior conduce y el diodo superior trabaja en la región de disrupción. De esta forma, la salida es prácticamente una onda cuadrada. Cuanto mayor sea la onda sinusoidal de entrada, más perfecta será la onda cuadrada de salida.

PROBLEMA PRÁCTICO 5.5 En la Figura 5.8, la tensión V_Z en cada diodo es igual a 3,3 V. ¿Cuál será la tensión en R_L?

Ejemplo 5.6

Describa brevemente el funcionamiento de cada uno de los circuitos de la Figura 5.9.

SOLUCIÓN La Figura 5.9*a* muestra cómo diodos zener y diodos de silicio normales pueden generar varias tensiones continuas de salida, utilizando una fuente de alimentación de 20 V. El diodo inferior genera una salida de

Figura 5.9 Aplicaciones de los zener. (a) Generación de tensiones de salida no estándar. (b) Con un relé de 6 V en un sistema de 12 V. (c) Con un condensador de 6 V en un sistema de 12 V.

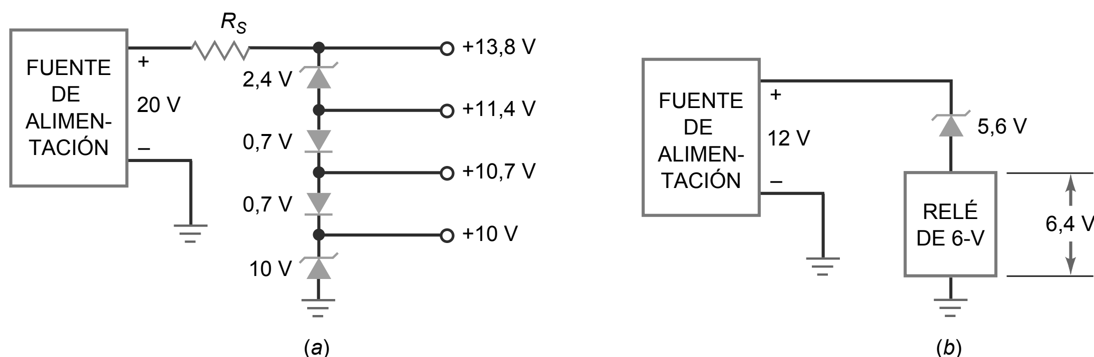
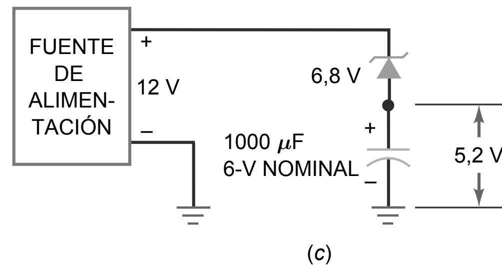


Figura 5.9 Aplicaciones de los zener. (c) Con un condensador de 6-V en un sistema de 12-V.



10 V. Cada uno de los diodos de silicio está polarizado en diercta y generan las salidas de 10,7V y 11,4 V, como se puede ver en la figura. Los diodos superiores tienen una tensión de disrupción de 2,4 V y proporcionan una salida de 13,8 V. Con otras combinaciones de diodos zener y de silicio, un circuito como éste puede generar tensiones continuas de salida diferentes.

Si intenta conectar un relé de 6 V a un sistema de 12 V, probablemente el relé resulte dañado, por lo que es necesaria alguna otra caída de tensión. La Figura 5.9*b* muestra una forma de hacer esto. Conectando un diodo zener de 5,6 V en serie con el relé, sólo aparecen 6,4 V en el relé, lo que normalmente está dentro de la tolerancia de la tensión nominal que soporta el relé.

Los condensadores electrolíticos grandes tienen valores nominales de tensión bajos. Por ejemplo, un condensador electrolítico de 1000 μF puede tener una tensión nominal de sólo 6V. Esto significa que la tensión máxima que puede soportar el condensador sería de 6 V. La Figura 5.9*c* muestra una solución en la que se utiliza un condensador electrolítico de 6 V con una fuente de alimentación de 12 V. De nuevo, la idea es emplear un diodo zener para que haya una cierta caída de tensión. En este caso, en el diodo zener caen 6,8 V, dejando sólo 5,2 V para el condensador. De esta manera, el condensador electrolítico puede filtrar la fuente de alimentación y permanecer dentro de sus valores límite de tensión.

5.3 Segunda aproximación de un diodo zener

La Figura 5.10*a* muestra la segunda aproximación de un diodo zener: una resistencia de zener en serie con una batería ideal. La tensión total en el diodo zener es igual a la tensión de disrupción más la tensión que cae en la resistencia del zener. Puesto que R_Z es relativamente pequeña en un diodo zener, tiene un efecto muy pequeño sobre la tensión total que cae en el diodo zener.

Efecto en la tensión de carga

¿Cómo podemos calcular el efecto de la resistencia del zener en la tensión de carga? La Figura 5.10*b* muestra una fuente de alimentación que excita a un regulador zener con carga. Idealmente, la tensión en la carga es igual a la tensión de disrupción V_Z. Pero en la segunda aproximación, se incluye la resistencia del zener, como se muestra en la Figura 5.10*c*. La caída de tensión adicional en R_Z aumentará ligeramente la tensión en la carga.

Dado que la corriente del zener circula por la resistencia del zener en la Figura 5.10*c*, la tensión en la carga viene dada por:

$$V_L = V_Z + I_Z R_Z$$

Como puede ver, la variación en la tensión de carga respecto del caso ideal es:

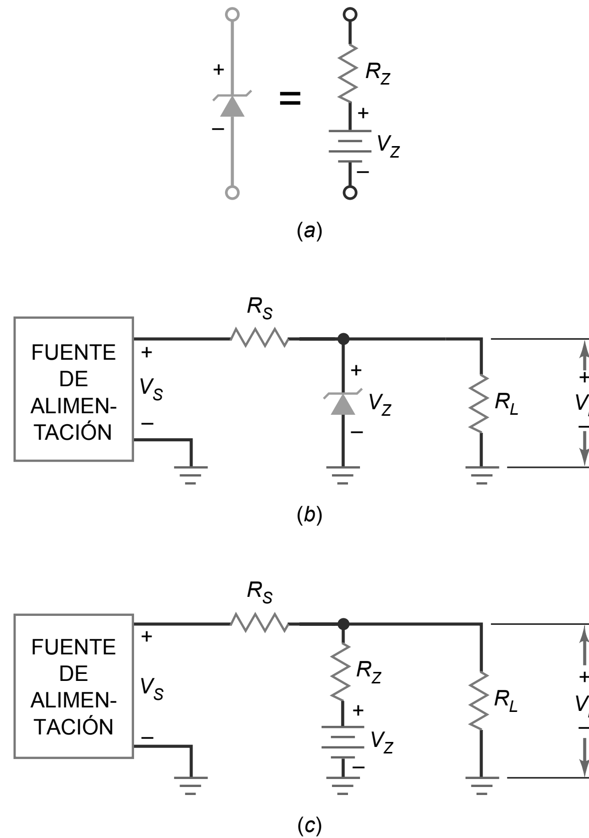
$$\Delta V_L = I_Z R_Z \tag{5.7}$$

Normalmente, R_Z es pequeña, por lo que la variación de tensión también lo es, habitualmente, de unas décimas de voltio. Por ejemplo, si $I_Z = 10$ mA y $R_Z = 10\ \Omega$, entonces $\Delta V_L = 0{,}1$ V.

INFORMACIÓN ÚTIL

Los diodos zener con tensiones de disrupción próximas a 7 V tienen impedancias de zener más pequeñas.

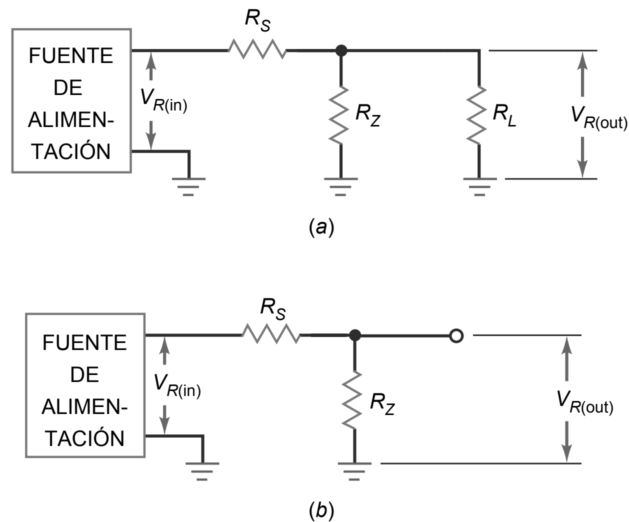
Figura 5.10 Segunda aproximación de un diodo zener. (*a*) Circuito equivalente. (*b*) La fuente de alimentación excita a un regulador zener. (*c*) Se ha incluido la resistencia del zener en el análisis.



Efecto en el rizado

En lo que se refiere al rizado, podemos utilizar el circuito equivalente mostrado en la Figura 5.11*a*. En otras palabras, los únicos componentes que afectan al rizado son las tres resistencias indicadas. Podemos simplificar esto aún más. En un diseño típico, R_Z es mucho más pequeña que R_L. Por tanto, los dos únicos componentes que tienen un efecto significativo sobre el rizado son la resistencia serie y la resistencia del zener mostradas en la Figura 5.1 1*b*.

Figura 5.11 El regulador zener reduce el rizado. (*a*) Circuito equivalente completo de alterna . (*b*) Circuito equivalente de alterna simplificado.



Puesto que la Figura 5.11*b* es un divisor de tensión, podemos escribir la siguiente ecuación para el rizado de salida:

$$V_{R(\text{out})} = \frac{R_Z}{R_S + R_Z} V_{R(\text{in})}$$

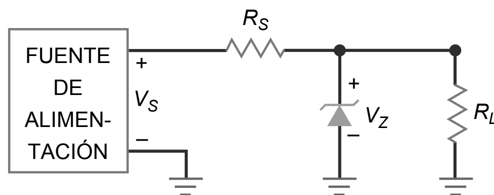
Los cálculos del rizado no son críticos; es decir, no tienen que ser exactos. Dado que, en un diseño típico, R_S siempre es mucho mayor que R_Z, podemos utilizar esta aproximación para la detección de averías y los análisis preliminares:

$$\mathbf{V_{R(out)} \approx \frac{R_Z}{R_S} V_{R(in)}} \qquad (5.8)$$

Ejemplo 5.7

El diodo zener de la Figura 5.12 tiene una tensión de disrupción de 10 V y una resistencia zener de 8,5 Ω. Utilice la segunda aproximación para calcular la tensión en la carga cuando la corriente del zener es de 20 mA.

Figura 5.12 Regulador zener con carga.



SOLUCIÓN La variación de la tensión de carga es igual a la corriente del zener por la resistencia del zener:

$$\Delta V_L = I_Z R_Z = (20 \text{ mA})(8{,}5\ \Omega) = 0{,}17 \text{ V}$$

Utilizando la segunda aproximación, la tensión en la carga es:

$$V_L = 10 \text{ V} + 0{,}17 \text{ V} = 10{,}17 \text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 5.7 Utilice la segunda aproximación para calcular la tensión en la carga del circuito de la Figura 5.12 cuando $I_Z = 12$ mA.

Ejemplo 5.8

En la Figura 5.12, $R_S = 270\ \Omega$, $R_Z = 8{,}5\ \Omega$ y $V_{R(\text{in})} = 2$ V. ¿Cuál es la tensión aproximada de rizado en la carga?

SOLUCIÓN EL rizado en la carga es aproximadamente igual a la relación de R_Z y R_S por el rizado de entrada:

$$V_{R(\text{out})} \approx \frac{8{,}5\ \Omega}{270\ \Omega} 2 \text{ V} = 63 \text{ mV}$$

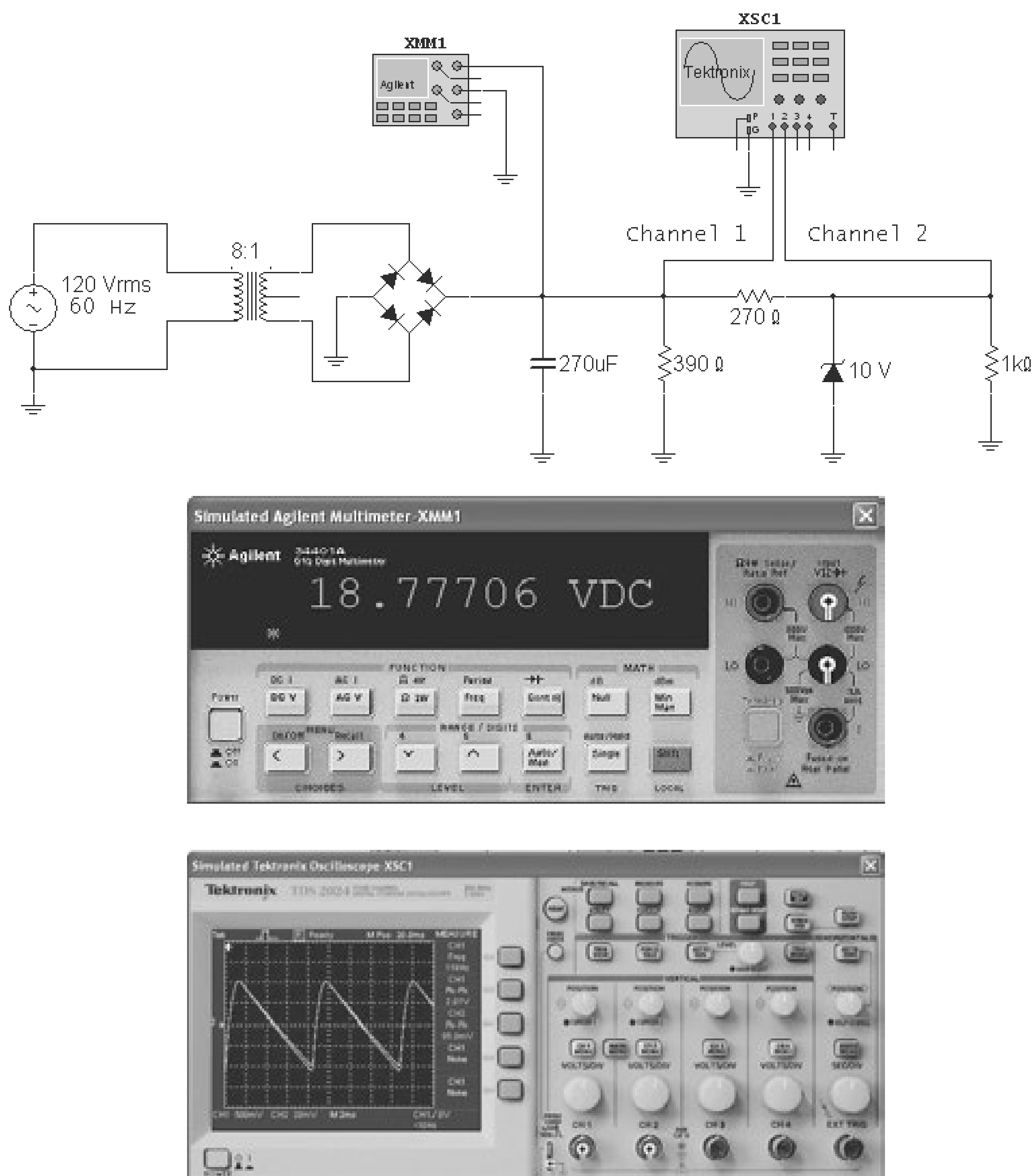
PROBLEMA PRÁCTICO 5.8 En la Figura 5.12, ¿Cuál es la tensión de rizado aproximada en la carga si $V_{R\,(\text{in})} = 3$ V?

Ejemplo 5.9

En el regulador zener de la Figura 5.13 $V_Z = 10$ V, $R_S = 270\ \Omega$ y $R_Z = 8{,}5\ \Omega$, los mismos valores que los utilizados en los Ejemplos 5.7 y 5.8. Describa las medidas que deben realizarse en el análisis de este circuito con un software de simulación de circuitos.

SOLUCIÓN Si calculamos las tensiones en el circuito de la Figura 5.13 utilizando los métodos explicados anteriormente, obtenemos los siguientes resultados: con un tranformador con una relación 8:1, la tensión de pico en el secundario es 21,2 V. Restando las caídas de tensión de los dos diodos, se obtiene una tensión de pico de 19,8V en el condensador. La corriente que fluye a través de la resistencia de 390-Ω es 51 mA, y la corriente a través de R_S es de 36 mA. El condensador tiene que suministrar la suma de estas dos corrientes, que es 87 mA. Aplicando la Ecuación (4.10), esta corriente genera un rizado en el condensador de aproximadamente 2,7 V pp. Con esto podemos calcular el rizado de salida del regulador zener, que es aproximadamente 85 mV pp.

Figura 5.13 Análisis con un software de simulación de circuitos del rizado de un regulador zener.



Puesto que el rizado es grande, la tensión en el condensador oscila entre 19,8V y 17,1 V. Si calculamos el valor medio de estos valores, obtenemos 18,5 V, que es la tensión continua aproximada del condensador de filtro. Esta baja tensión continua nos indica que los rizados de entrada y de salida calculados anteriormente eran también muy pequeños. Como se ha explicado en el capítulo anterior, este tipo de cálculos son sólo estimaciones ya que el análisis exacto debe incluir los efectos de orden superior.

Veamos ahora qué medidas se obtienen con el simulador de circuitos, que serán las medidas casi exactas. La lectura del multímetro es de 18,78V, valor muy próximo al valor estimado de 18,5V. El canal 1 del osciloscopio muestra el rizado en el condensador, que es aproximadamente de 2 V pp, algo menor que el estimado de 2,7 V pp, pero sigue siendo razonablemente próximo. Y por último, el rizado de salida del regulador zener es aproximadamente de 85 mV pp (canal 2).

5.4 Punto límite de funcionamiento del zener

Para que un regulador zener mantenga su tensión de salida constante, el diodo zener debe permanecer en la región de disrupción bajo todas las condiciones de operación. Esto es equivalente a decir que tienen que circular corriente por el zener para todas las tensiones de fuente y las corrientes de carga.

Condiciones del caso peor

La Figura 5.14*a* muestra un regulador zener con las siguientes corrientes:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{20\ \text{V} - 10\ \text{V}}{200\ \Omega} = 50\ \text{mA}$$

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 10\ \text{mA}$$

e

$$I_Z = I_S - I_L = 50\ \text{mA} - 10\ \text{mA} = 40\ \text{mA}$$

Veamos ahora qué ocurre cuando la tensión de la fuente disminuye de 20a 12 V. En los cálculos anteriores, podemos ver que I_S disminuirá, I_L permanecerá constante e I_Z disminuirá. Cuando V_S es igual a 12 V, I_S será igual a 10 mA e $I_Z = 0$. Con este tensión de fuente tan baja, el diodo zener estará a punto de salir de la región de disrupción. Si por cualquier causa la tensión de la fuente disminuye más, ya no habrá regulación. En otras palabras, la tensión en la carga se hará menor que 10 V. Por tanto, una tensión de fuente baja puede hacer que el circuito del zener falle en el proceso de regulación.

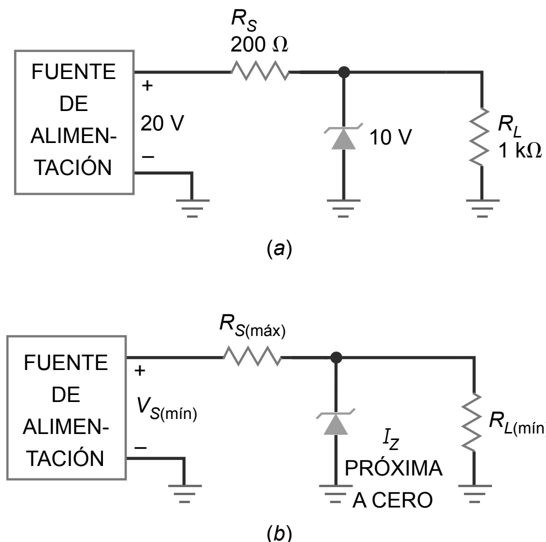
Otra forma de perder la regulación es con una corriente de car ga demasiado grande. Veamos qué ocurre en la Figura 5.14*a* cuando la resistencia de carga disminuye de 1 kΩ a 200 Ω. Cuando la resistencia de carga es de 200 Ω, la corriente en la carga aumenta a 50 mA y la corriente del zener disminuye hasta cero. De nuevo, el zener está próximo a salir de la región de disrupción. Por tanto, un circuito zener fallará en la regulación si la resistencia de carga es demasiado pequeña.

Por último, veamos qué ocurre cuando R_S aumenta de 200 Ω a 1 kΩ. En este caso, la corriente serie disminuye de 50 a 10 mA. Por tanto, una resistencia serie grande puede hacer que el circuito no realice la regulación.

La Figura 5.14*b* resume las conclusiones anteriores mostrando las condiciones del caso peor . Cuando la corriente del zener se aproxima a cero, la regulación del zener se aproxima a la condición límite de funcionamiento o de fallo. Analizando el circuito para estas condiciones del caso peor, podemos deducir la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{S}(\text{máx})} = \left(\frac{\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{S}(\text{mín})}}{\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{Z}}} - 1\right)\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{L}(\text{mín})} \tag{5.9}$$

Figura 5.14 Regulador zener. (*a*) Funcionamiento normal. (*b*) Condiciones del caso peor en el punto límite de funcionamiento.



La siguiente forma alternativa de esta ecuación también resulta útil:

$$R_{S(\text{máx})} = \frac{V_{S(\text{mín})} - V_Z}{I_{L(\text{máx})}} \tag{5.10}$$

Estas dos ecuaciones resultan útiles porque permiten comprobar un regulador zener para ver si fallará bajo determinadas condiciones de operación.

Ejemplo 5.10

Un regulador zener tiene una tensión de entrada que puede variar entre 22 y 30 V. Si la tensión de salida regulada es de 12 V y la resistencia de carga varía entre 140 Ω y 10 kΩ, ¿cuál es la resistencia serie máxima que se puede utilizar?

SOLUCIÓN Utilizamos la Ecuación (5.9) para calcular la resistencia serie máxima como sigue:

$$R_{S(\text{máx})} = \left(\frac{22\text{ V}}{12\text{ V}} - 1\right) 140\ \Omega = 117\ \Omega$$

Mientras que la resistencia serie sea menor que 117 Ω, el regulador zener funcionará correctamente bajo todas las condiciones de operación.

PROBLEMA PRÁCTICO 5.10 En el Ejemplo 5.10, ¿cuál es la resistencia serie máxima que se puede utilizar si la tensión de salida regulada es de 15 V?

Ejemplo 5.11

Un regulador zener tiene un rango de tensiones de entrada que varía entre 15 y 20 V y una corriente de carga que varía entre 5 y 20 mA. Si la tensión del zener es de 6,8 V, ¿cuál es la resistencia máxima serie que se puede usar?

SOLUCIÓN Utilizamos la Ecuación (5.10) para calcular la resistencia serie máxima como sigue:

$$R_{S(\text{máx})} = \frac{15\text{ V} - 6{,}8\text{ V}}{20\text{ mA}} = 410\ \Omega$$

Si la resistencia serie es menor que 410 Ω, el regulador zener funcionará correctamente bajo todas las condiciones.

PROBLEMA PRÁCTICO 5.11 Repita el Ejemplo 5.11 utilizando una tensión de zener de 5,1 V.

5.5 Lectura de una hoja de características

La Figura 5.15 muestra las hojas de características de las series 1N957B y 1N4728A de diodos zener. Consulte estas hojas de características a lo largo de las explicaciones siguientes. De nuevo, la mayor parte de la información facilitada en las hojas de características está dirigida a los diseñadores, pero contienen algunos elementos que es necesario que los técnicos de mantenimiento y de pruebas conozcan.

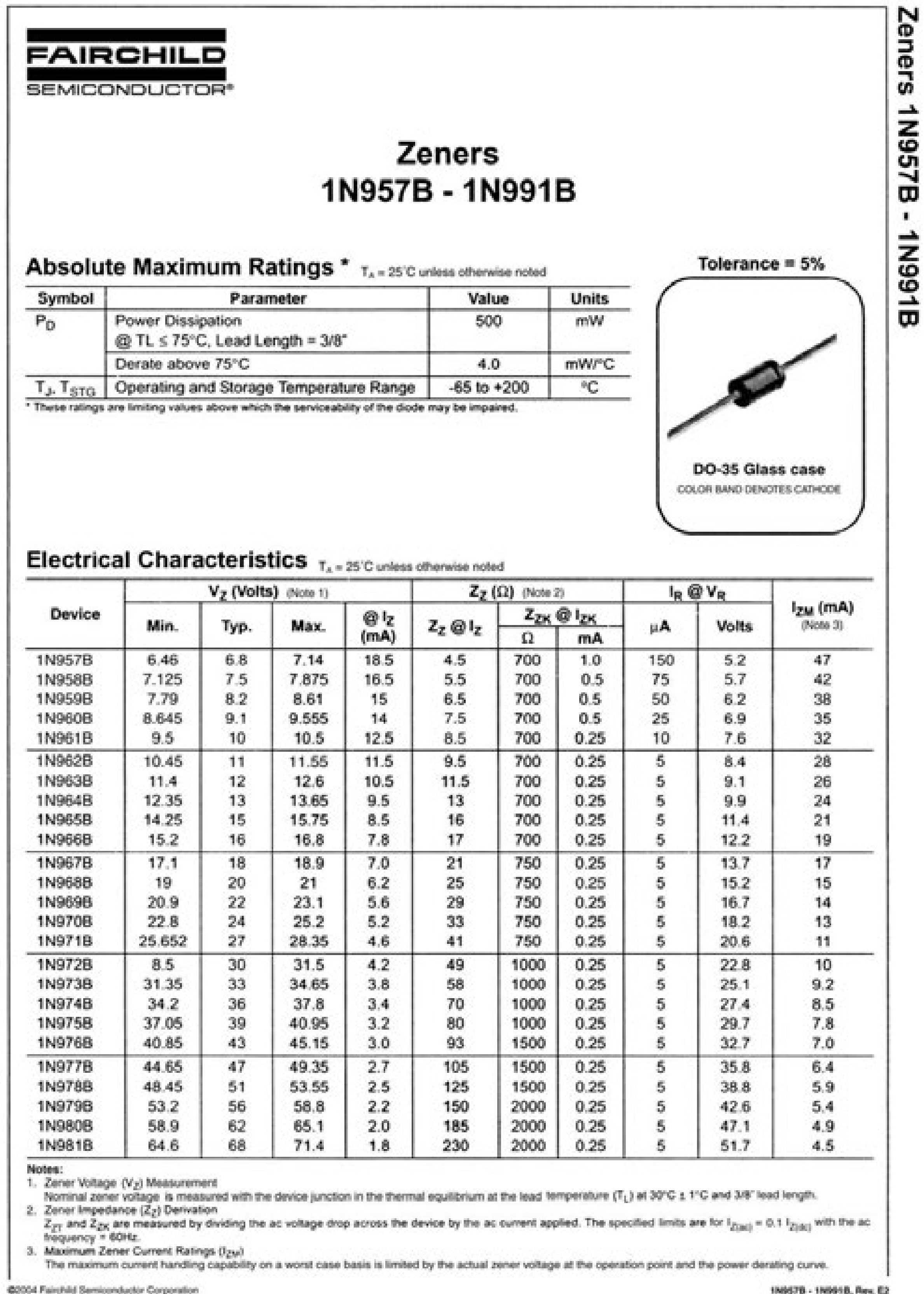
Potencia máxima

La disipación de potencia de un diodo zener es igual al producto de su tensión por la corriente que le atraviesa:

$$P_Z = V_Z I_Z \tag{5.11}$$

Por ejemplo, si $V_Z = 12$ V y $I_Z = 10$ mA, entonces

Figura 5.15(a) Hoja de características de un zener. (Copyright de Fairchild Semiconductor. Utilizado con su permiso).



FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

Zeners 1N957B - 1N991B

Zeners
1N957B - 1N991B

Absolute Maximum Ratings * T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation @ TL ≤ 75°C, Lead Length = 3/8"	500	mW
	Derate above 75°C	4.0	mW/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-65 to +200	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

Tolerance = 5%

DO-35 Glass case

COLOR BAND DENOTES CATHODE

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

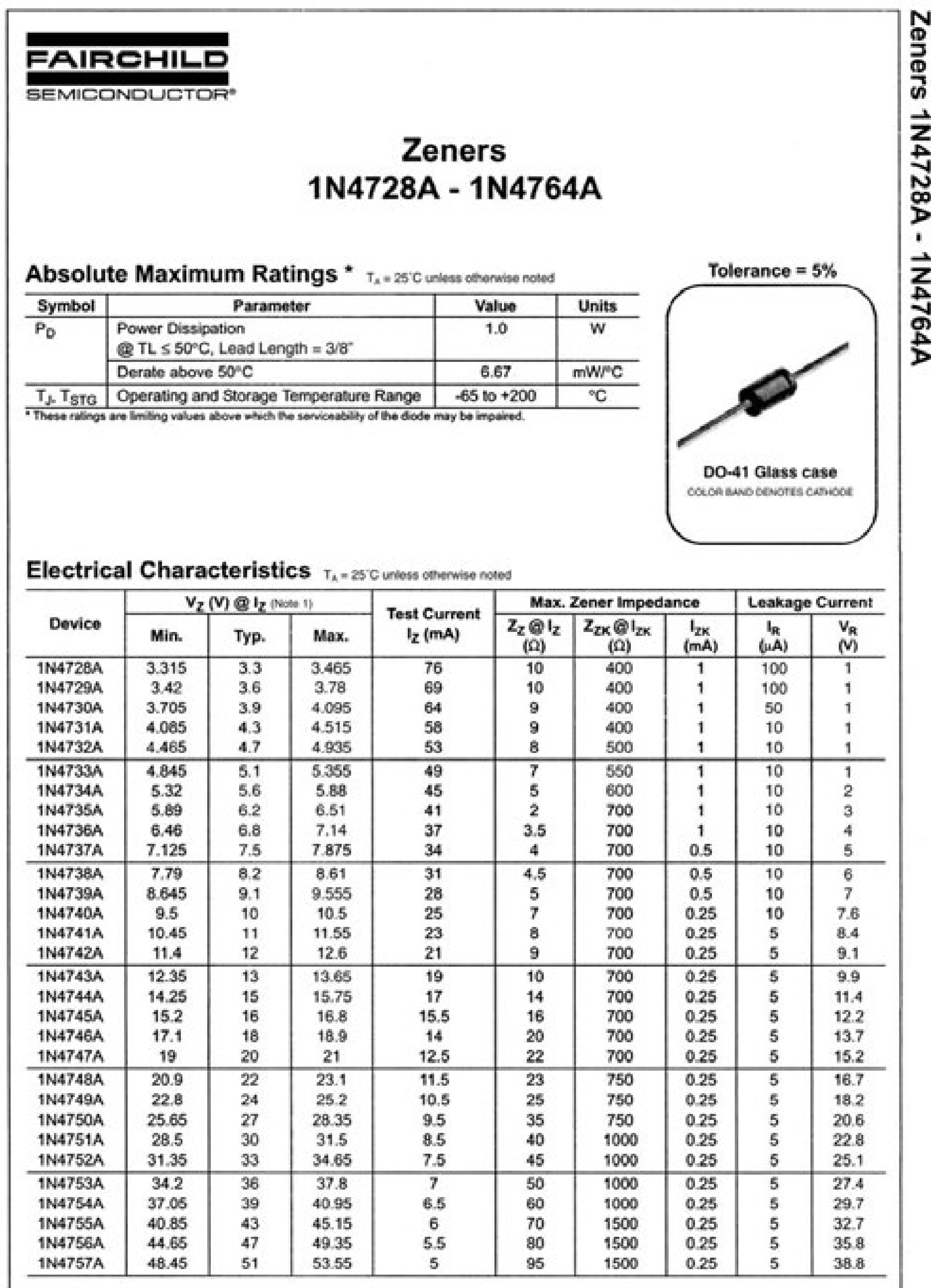
Device	V_Z (Volts) (Note 1)				Z_Z (Ω) (Note 2)			I_R @ V_R		I_{ZM} (mA) (Note 3)
	Min.	Typ.	Max.	@ I_Z (mA)	Z_Z @ I_Z	Z_{ZK} @ I_{ZK} Ω	mA	μA	Volts	
1N957B	6.46	6.8	7.14	18.5	4.5	700	1.0	150	5.2	47
1N958B	7.125	7.5	7.875	16.5	5.5	700	0.5	75	5.7	42
1N959B	7.79	8.2	8.61	15	6.5	700	0.5	50	6.2	38
1N960B	8.645	9.1	9.555	14	7.5	700	0.5	25	6.9	35
1N961B	9.5	10	10.5	12.5	8.5	700	0.25	10	7.6	32
1N962B	10.45	11	11.55	11.5	9.5	700	0.25	5	8.4	28
1N963B	11.4	12	12.6	10.5	11.5	700	0.25	5	9.1	26
1N964B	12.35	13	13.65	9.5	13	700	0.25	5	9.9	24
1N965B	14.25	15	15.75	8.5	16	700	0.25	5	11.4	21
1N966B	15.2	16	16.8	7.8	17	700	0.25	5	12.2	19
1N967B	17.1	18	18.9	7.0	21	750	0.25	5	13.7	17
1N968B	19	20	21	6.2	25	750	0.25	5	15.2	15
1N969B	20.9	22	23.1	5.6	29	750	0.25	5	16.7	14
1N970B	22.8	24	25.2	5.2	33	750	0.25	5	18.2	13
1N971B	25.652	27	28.35	4.6	41	750	0.25	5	20.6	11
1N972B	8.5	30	31.5	4.2	49	1000	0.25	5	22.8	10
1N973B	31.35	33	34.65	3.8	58	1000	0.25	5	25.1	9.2
1N974B	34.2	36	37.8	3.4	70	1000	0.25	5	27.4	8.5
1N975B	37.05	39	40.95	3.2	80	1000	0.25	5	29.7	7.8
1N976B	40.85	43	45.15	3.0	93	1500	0.25	5	32.7	7.0
1N977B	44.65	47	49.35	2.7	105	1500	0.25	5	35.8	6.4
1N978B	48.45	51	53.55	2.5	125	1500	0.25	5	38.8	5.9
1N979B	53.2	56	58.8	2.2	150	2000	0.25	5	42.6	5.4
1N980B	58.9	62	65.1	2.0	185	2000	0.25	5	47.1	4.9
1N981B	64.6	68	71.4	1.8	230	2000	0.25	5	51.7	4.5

Notes:

1. Zener Voltage (V_Z) Measurement
   Nominal zener voltage is measured with the device junction in the thermal equilibrium at the lead temperature (T_L) at 30°C ± 1°C and 3/8" lead length.
2. Zener Impedance (Z_Z) Derivation
   Z_{ZT} and Z_{ZK} are measured by dividing the ac voltage drop across the device by the ac current applied. The specified limits are for $I_{Z(ac)} = 0.1\ I_{Z(dc)}$ with the ac frequency = 60Hz.
3. Maximum Zener Current Ratings (I_{ZM})
   The maximum current handling capability on a worst case basis is limited by the actual zener voltage at the operation point and the power derating curve.

1N957B - 1N991B, Rev. E2

Figura 5.15(b) (continuación)



FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

Zeners 1N4728A - 1N4764A

Zeners
1N4728A - 1N4764A

Absolute Maximum Ratings * T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation @ TL ≤ 50°C, Lead Length = 3/8"	1.0	W
	Derate above 50°C	6.67	mW/°C
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-65 to +200	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

Tolerance = 5%

DO-41 Glass case

COLOR BAND DENOTES CATHODE

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Device	V_Z (V) @ I_Z (Note 1)			Test Current	Max. Zener Impedance			Leakage Current	
	Min.	Typ.	Max.	I_Z (mA)	Z_Z @ I_Z (Ω)	Z_{ZK} @ I_{ZK} (Ω)	I_{ZK} (mA)	I_R (μA)	V_R (V)
1N4728A	3.315	3.3	3.465	76	10	400	1	100	1
1N4729A	3.42	3.6	3.78	69	10	400	1	100	1
1N4730A	3.705	3.9	4.095	64	9	400	1	50	1
1N4731A	4.085	4.3	4.515	58	9	400	1	10	1
1N4732A	4.465	4.7	4.935	53	8	500	1	10	1
1N4733A	4.845	5.1	5.355	49	7	550	1	10	1
1N4734A	5.32	5.6	5.88	45	5	600	1	10	2
1N4735A	5.89	6.2	6.51	41	2	700	1	10	3
1N4736A	6.46	6.8	7.14	37	3.5	700	1	10	4
1N4737A	7.125	7.5	7.875	34	4	700	0.5	10	5
1N4738A	7.79	8.2	8.61	31	4.5	700	0.5	10	6
1N4739A	8.645	9.1	9.555	28	5	700	0.5	10	7
1N4740A	9.5	10	10.5	25	7	700	0.25	10	7.6
1N4741A	10.45	11	11.55	23	8	700	0.25	5	8.4
1N4742A	11.4	12	12.6	21	9	700	0.25	5	9.1
1N4743A	12.35	13	13.65	19	10	700	0.25	5	9.9
1N4744A	14.25	15	15.75	17	14	700	0.25	5	11.4
1N4745A	15.2	16	16.8	15.5	16	700	0.25	5	12.2
1N4746A	17.1	18	18.9	14	20	700	0.25	5	13.7
1N4747A	19	20	21	12.5	22	700	0.25	5	15.2
1N4748A	20.9	22	23.1	11.5	23	750	0.25	5	16.7
1N4749A	22.8	24	25.2	10.5	25	750	0.25	5	18.2
1N4750A	25.65	27	28.35	9.5	35	750	0.25	5	20.6
1N4751A	28.5	30	31.5	8.5	40	1000	0.25	5	22.8
1N4752A	31.35	33	34.65	7.5	45	1000	0.25	5	25.1
1N4753A	34.2	36	37.8	7	50	1000	0.25	5	27.4
1N4754A	37.05	39	40.95	6.5	60	1000	0.25	5	29.7
1N4755A	40.85	43	45.15	6	70	1500	0.25	5	32.7
1N4756A	44.65	47	49.35	5.5	80	1500	0.25	5	35.8
1N4757A	48.45	51	53.55	5	95	1500	0.25	5	38.8

©2004 Fairchild Semiconductor Corporation

1N4728A - 1N4764A, Rev. F2

$$P_Z = (12\text{ V})(10\text{ mA}) = 120\text{ mW}$$

Mientras que P_Z sea menor que la potencia máxima, el diodo zener puede trabajar en la región de disrupción sin destruirse. Los diodos zener comercialmente disponibles tienen potencias máximas que varían entre 1/4 de vatio hasta más de 50 W.

Por ejemplo, la hoja de características de la serie 1N957B especifica una potencia máxima de 500 mW. Un diseño seguro deberá incluir un factor de seguridad para mantener la disipación de potencia muy por debajo de este máximo de 500 mW. Como ya hemos mencionado, en diseños conservadores se utilizan factores de seguridad de 2 o mayores.

Corriente máxima

A menudo, las hojas de características incluyen la *corriente máxima* que el diodo zener puede manejar sin exceder su potencia máxima. I_{ZM} para un 1N961B es 32 mA. Si el valor de la corriente máxima no aparece en la hoja de características, puede calcularse de la siguiente manera:

$$\boldsymbol{I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{V_Z}} \qquad \textbf{(5.12)}$$

donde I_{ZM} = corriente máxima del zener
P_{ZM} = potencia máxima
V_Z = tensión del zener

Por ejemplo, el 1N4742A tiene una tensión de zener de 12 V y una potencia máxima de 1 W. Por tanto, la corriente máxima será:

$$I_{ZM} = \frac{1\text{ W}}{12\text{ V}} = 83{,}3\text{ mA}$$

Si no se supera este valor de la corriente máxima, automáticamente se cumple la condición de la potencia máxima. Por ejemplo, si hace que la corriente máxima del zener se mantenga por debajo de 83,3 mA, también conseguirá que la máxima disipación de potencia sea menor que 1 W. Si incluye un factor de seguridad de 2, no tendrá que preocuparse por un diseño poco común que funda el diodo.

Tolerancia

La mayoría del código de los diodos zener incluyen un sufijo (A, B, C o D) que indica la tolerancia de la tensión del zener. Dado que estos sufijos no siempre son coherentes, asegúrese de leer cualquier nota aclaratoria incluida en las hojas de características del zener que indique dicha tolerancia específica. Por ejemplo, la hoja de características de la serie 1N4728A indica que su tolerancia es igual al ±5 por ciento, asimismo, la serie 1N957B también tiene una tolerancia del ±5 por ciento. Generalmente, el sufijo C indica una tolerancia del ±2 por ciento, la letra D del ±1 por ciento y si no especifica ningún sufijo, la tolerancia es del ±20 por ciento.

Resistencia zener

La resistencia zener (también denominada *impedancia zener*) puede designarse como R_{ZT} o Z_{ZT}. Por ejemplo, el 1N961B tiene una resistencia zener de 8,5 Ω medida para una corriente de prueba de 12,5 mA. Mientras que la corriente del zener se encuentre por debajo del codo de la curva, se puede utilizar 8,5 Ω como valor aproximado de la resistencia zener. Pero fíjese en que esta resistencia aumenta en el codo de la curva (700 Ω). Lo importante es que, si es posible, el zener debe operar a la corriente de prueba o un valor muy próximo, ya que de este modo la resistencia zener es relativamente pequeña.

La hoja de características contiene mucha más información, pero está destinada fundamentalmente a los diseñadores. Si tiene que hacer algún trabajo de diseño, deberá leer con detenimiento la información de las hojas de características, incluyendo las notas que especifican cómo se realizaron las medidas.

Factor de ajuste

El **factor de ajuste** especificado en una hoja de características indica cuánto hay que reducir la potencia máxima nominal de un dispositivo. Por ejemplo, la serie 1N4728A tiene una potencia máxima de 1 W para una temperatura de 50°C. El factor de ajuste se especifica como 6,67 mW/°C, lo que quiere decir que hay que restar 6,67 mW por cada grado que supere los 50°C. Incluso aunque no esté realizando un diseño, debe tener en cuenta el efecto de

la temperatura. Si el diseñador sabe que se va a trabajar a temperaturas por encima de 50°C, tendrá que ajustar o reducir la potencia máxima del diodo zener.

5.6 Detección de averías

La Figura 5.16 muestra un regulador zener. Cuando el circuito funciona apropiadamente, la tensión entre el punto *A* y masa es de +18 V, la tensión entre el punto *B* y masa es de +10 V y la tensión entre *C* y masa es de +10 V.

Síntomas inequívocos

Ahora véamos qué es lo que puede no funcionar en el circuito. Cuando un circuito no funciona como debería, el técnico de reparaciones debe medir las tensiones. Las medidas de estas tensiones proporcionan pistas que le ayudarán a aislar el problema. Por ejemplo, supongamos que las tensiones medidas son:

$V_A = +18\text{ V} \qquad V_B = +10\text{ V} \qquad V_C = 0$

El razonamiento que el técnico puede seguir después de medir las anteriores tensiones es:

¿Es posible que la resistencia de carga esté en abierto? No, la tensión en la carga sigue siendo de 10 V. ¿Es posible que la resistencia de carga esté cortocircuitada? No, ya que eso haría que B y C estuvieran conectados a masa, produciendo 0 V. Bien, ¿es posible que el hilo de conexión entre B y C esté en abierto? Sí, podría ser.

Este fallo produce síntomas inequívocos. La única manera de obtener este conjunto de tensiones es que haya un abierto entre *B* y *C*.

Síntomas ambiguos

No todos los fallos producen síntomas característicos. En ocasiones, dos o más fallos proporcionan el mismo conjunto de tensiones. He aquí un ejemplo. Supongamos que el técnico mide las siguientes tensiones:

$V_A = +18\text{ V} \qquad V_B = 0 \qquad V_C = 0$

¿Cuál cree que es el fallo? Piense durante unos pocos minutos. Cuando tenga una respuesta, continúe leyendo.

La siguiente es una manera en la que el técnico podría localizar el fallo. El razonamiento sería:

Hay tensión en A, pero no en B ni en C. ¿Qué pasaría si la resistencia serie estuviera en abierto? No habría tensión ni en B ni en C, pero tendría que haber 18 V entre A y masa. Luego, sí, probablemente la resistencia serie esté en circuito abierto.

En este momento, el técnico desconectaría la resistencia serie y mediría su valor con un óhmetro. Cabe la posibilidad de que estuviera en circuito abierto. Pero, supongamos que la medida es correcta. Entonces, el técnico podría continuar sus razonamientos como sigue:

¡Qué extraño! Bien, ¿existe alguna otra manera de obtener 18 V en A y 0 V en B y C? ¿Es posible que el diodo zener esté cortocircuitado? ¿Es posible que la resistencia de carga esté cortocircuitada? ¿Y si hubiera una salpicadura de soldadura entre B o C y tierra? Cualquiera de estas situaciones daría lugar a los síntomas observados.

Ahora el técnico tiene más posibles fallos que comprobar, pero terminará localizando la avería.

Cuando los componentes se queman, pueden convertirse en circuitos abiertos, aunque no siempreAlgunos dispositivos semiconductores pueden desarrollar cortocircuitos internos, en cuyo caso se comportarán como resistencias cero. También se producen cortocircuitos cuando hay salpicaduras de soldadura entre las pistas de una tarjeta de circuito impreso o hay una gota de soldadura que toca dos pistas, etc. Por esto, debe plantearse preguntas del tipo ¿es posible...? para detectar componentes cortocircuitados, así como componentes en circuito abierto.

Tabla de averías

La Tabla 5.2 muestra las posibles averías de un regulador zenercomo el mostrado en la Figura 5.16. Cuando trabaje con tensiones, recuerde lo siguiente: un componente cortocircuitado es equivalentea una resistencia de valor cero; y un componente en circuito abierto es equivalente a una resistencia infinita. Si realizar los cálculos con los valores de 0 y ∞ le supone un problema, utilice 0,001 Ω y 1000 MΩ. En otras palabras, utilice una resistencia muy pequeña para un cortocircuito y una resistencia muy grande para un circuito abierto.

Figura 5.16 Detección de averías en un regulador zener.

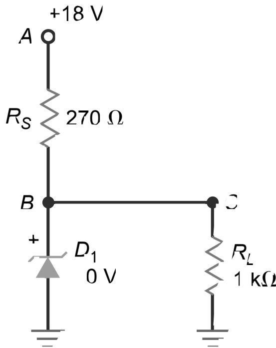


Tabla 5.2	**Síntomas y averías del regulador zener**			
Avería	**V_A, V**	**V_B, V**	**V_C, V**	**Comentarios**
Ninguna	18	10	10	No hay averías.
R_{SS}	18	18	18	D_1 y R_L pueden estar en abierto.
R_{SO}	18	0	0	
D_{1S}	18	0	0	R_S puede estar en abierto.
D_{1O}	18	14,2	14,2	
R_{LS}	18	0	0	R_S puede estar en abierto.
R_{LO}	18	10	10	
BC_O	18	10	0	
No hay alimentación	0	0	0	Comprobar la fuente de alimentación.

En la Figura 5.16, la resistencia serie R_S puede estar cortocircuitada o en abierto. Designaremos estas averías como R_{SS} y R_{SO}. De forma similar, el diodo zener puede estar cortocircuitado o en circuito abierto, lo que simbolizamos mediante D_{1S} y D_{1O}. La resistencia de carga también puede estar cortocircuitada o en abierto, R_{LS} y R_{LO}. Por último, el hilo de conexión entre B y C puede estar en abierto, lo que designamos como BC_O.

En la Tabla 5.2, la segunda fila muestra las tensiones cuando la avería es R_{SS}, una resistencia serie cortocircuitada. Cuando la resistencia serie de la Figura 5.16 está cortocircuitada, aparecen 18 V en B y C. Estas tensiones destruirán el diodo zener y posiblemente la resistencia de carga. En esta avería debe utilizarse un voltímetro para medir los 18 V en los puntos A, B y C. Esta avería y sus correspondientes tensiones se muestran en la Tabla 5.2.

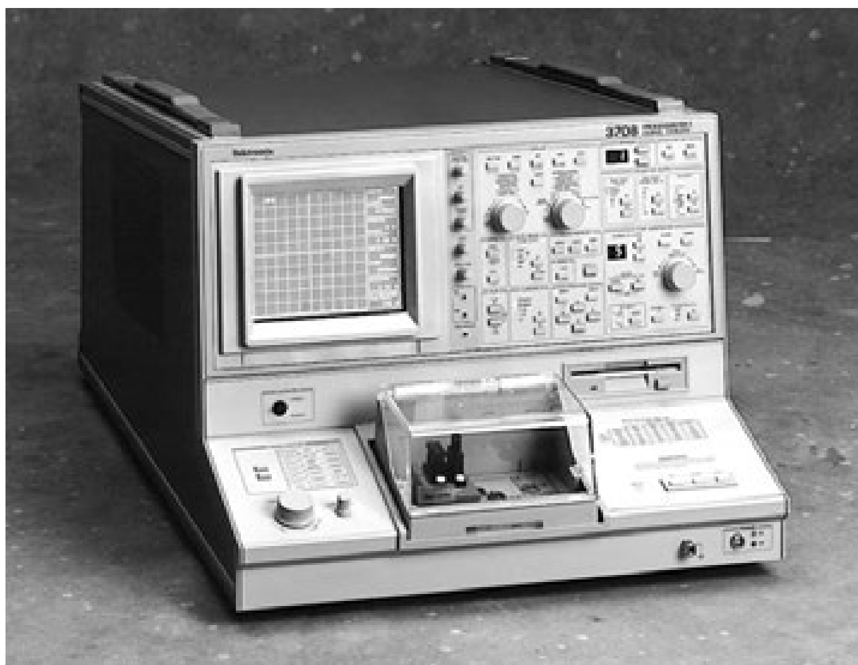
Si la resistencia serie del circuito de la Figura 5.16 estuviera en circuito abierto, no podría llegar tensión al punto B. En este caso, habría una tensión de cero voltios en B y C, como se especifica en la Tabla 5.2. Siguiendo este método de trabajo, podemos obtener las restantes entradas especificadas en la Tabla 5.2.

En la Tabla 5.2, los comentarios indican las averías que se pueden producir como resultado directo de los cortocircuitos originales. Por ejemplo, una R_S cortocircuitada destruirá el diodo zener y puede también dejar en abierto a la resistencia de carga, dependiendo de la potencia máxima permitida en la resistencia de carga. Una resistencia R_S cortocircuitada indica que caen 18 V en 1 kΩ, lo que genera una potencia de 0,324 W. Si la resistencia de carga soporta como máximo una potencia de sólo 0,25 W, puede quedar en circuito abierto.

Algunas de las averías enumeradas en la Tabla 5.2 producen tensiones inequívocas y otras tensiones ambiguas. Por ejemplo, las tensiones para R_{SS}, D_{1O}, BC_O y "No hay alimentación" son inequívocas. Si mide estas tensiones, podrá identificar la avería sin tener que desmontar el circuito para medir con un óhmetro.

Por otro lado, las restantes averías enumeradas en la Tabla 5.2 producen tensiones ambiguas, lo que significa que pueden existir dos o más averías que generan el mismo conjunto de tensiones. Si mide un conjunto de

Figura 5.17 Trazador de curvas.



tensiones ambiguas, tendrá que desmontar el circuito y medir la resistencia de los componentes sospechosos. Por ejemplo, suponga que mide 18 V en *A*, 0 V en *B* y 0 V en *C*. Las averías que dan lugar a estas tensiones son R_{SO}, D_{1S} y R_{LS}.

Los diodos zener pueden probarse de diferentes formas. Un multímetro digital, configurado en el rango de diodos, permite probar si el diodo está en abierto o cortocircuitado. Una lectura normal será de aproximadamente 0,7 V en polarización directa y una indicación de abierto (fuera de rango) con polarización inversa. No obstante, esta prueba no indicará si el diodo zener tiene la tensión de disrupción V_Z apropiada.

En la Figura 5.17 se muestra un trazador de curvas para semiconductores, el cuál mostrará de forma precisa las características del zener con polarización directa e inversa. Si no se dispone de un trazador de curvas, una prueba sencilla consiste en medir la caída de tensión en el diodo zener cuando está conectado a un circuito. La caída de tensión debería ser próxima a su valor nominal.

5.7 Rectas de carga

La corriente a través del diodo zener de la Figura 5.18*a* viene dada por

$$I_Z = \frac{V_S - V_Z}{R_S}$$

Suponga que $V_S = 20$ V y $R_S = 1$ kΩ, entonces la ecuación anterior se reduce a:

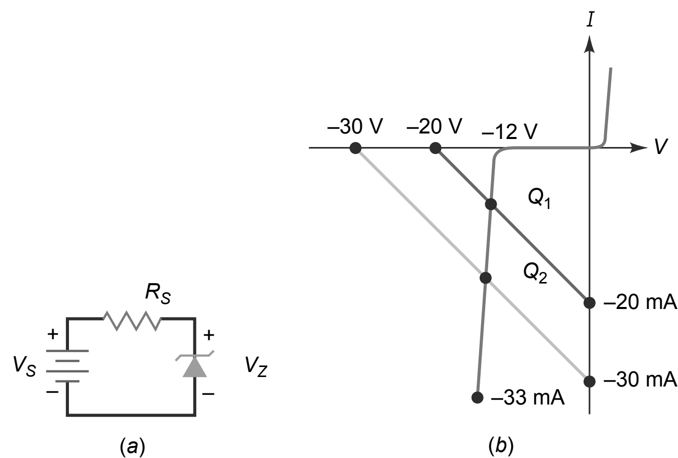
$$I_Z = \frac{20 - V_Z}{1000}$$

El punto de saturación (intersección con el eje vertical) se obtiene haciendo V_Z igual a cero y resolviendo para I_Z, que resulta igual a 20 mA. De forma similar, el punto de corte (intersección con el eje horizontal) se obtiene haciendo I_Z igual a cero y resolviendo para V_Z, que resulta ser 20 V.

Alternativamente, podemos obtener los extremos de la línea de carga del modo siguiente: fíjese en la Figura 5.18*a* con $V_S = 20$ V y $R_S = 1$ kΩ. Con el diodo zener cortocircuitado, la corriente máxima por el diodo es de 20 mA. Con el diodo en abierto, la tensión máxima de diodo es de 20 V.

Supongamos que el diodo zener tiene una tensión de disrupción de 12 V, en cuyo caso su gráfica será como la mostrada en la Figura 5.18*b*. Cuando se dibuja la recta de carga para $V_S = 20$ V y $R_S = 1$ kΩ, se obtiene la recta

Figura 5.18 (*a*) Circuito regulador zener. (*b*) Rectas de carga.



de carga superior con un punto de intersección Q_1. La tensión del zener será ligeramente mayor que la tensión del codo en la disrupción porque la curva se inclina ligeramente.

Para comprender cómo funciona la regulación de tensión, suponga que la tensión de la fuente cambia a 30 V. En este caso, la corriente del zener será:

$$I_Z = \frac{30 - V_Z}{1000}$$

Esto implica que los extremos de la recta de carga son 30 mA y 30 V, como se muestra en la Figura 5.18*b*. El nuevo punto de intersección es Q_2. Compare Q_2 con Q_1, comprobará que la corriente a través del zener es mayor, pero la tensión es aproximadamente la misma. Por tanto, incluso aunque la tensión de la fuente haya variado de 20 a 30 V, la tensión del zener sigue siendo aproximadamente igual a 12 V. Ésta es la idea básica de la regulación de tensión: la tensión de salida permanece constante aunque la tensión de entrada varíe en una cantidad importante.

5.8 Dispositivos optoelectrónicos

La **optoelectrónica** es la tecnología que combina la óptica y la electrónica. Este campo incluye muchos dispositivos basados en la unión *pn*. Ejemplos de dispositivos optoelectrónicos son los diodos **LED** (*light-emitting diode,* diodo emisor de luz), los fotodiodos, los optoacopladores y los diodos láser Comenzaremos estudiando los diodos LED.

Diodo LED

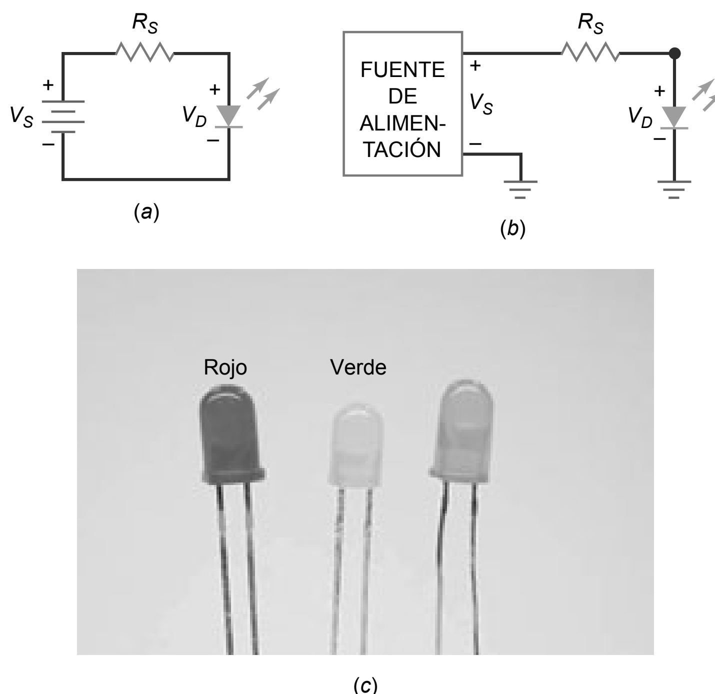
La Figura 5.19*a* muestra una fuente conectada a una resistencia y a un diodo LED. Las flechas que apuntan hacia afuera simbolizan la luz radiada. En un LED polarizado en directa, los electrones libres atraviesan la unión y caen en los huecos. Cuando estos electrones caen de un nivel de mayor energía a otro menor, emiten energía. Los diodos normales emiten esta energía en forma de calor, pero lo diodos LED lo hacen en forma de luz. Los diodos LED se construyen con diferentes elementos que tienen la capacidad de radiar energía en un amplio espectro de longitudes de onda. Los LED han reemplazado a las lámparas incandescentes en muchas aplicaciones debido a su baja tensión, su largo tiempo de vida y su rápida velocidad de conmutación.

Utilizando elementos como el galio, el arsénico y el fósforo, un fabricante puede fabricar diodos LED que emitan luz roja, verde, amarilla, azul, naranja o infrarroja (no visible). Los LED que emiten luz visible resultan útiles en los equipos de instrumentación, calculadoras, etc. Los LED que emiten luz infrarroja pueden encontrarse en aplicaciones como sistemas de alarma antirrobo, controles remotos, reproductores de discos CD y otros dispositivos que requieran la emisión de radiaciones no visibles.

Tensión y corriente del diodo LED

La resistencia de la Figura 5.19*b* es una resistencia limitadora de corriente que impide que la corriente exceda la corriente máxima permitida por el diodo. Dado que el extremo izquierdo de la resistencia está a una tensión de

Figura 5.19 Indicador LED. (*a*) Circuito básico. (*b*) Circuito práctico. (*c*) Diodos LED típicos.



nodo V_S y el extremo derecho a una tensión de nodo V_D, la tensión que cae en la resistencia es la diferencia entre las dos tensiones. Aplicando la ley de Ohm, la corriente serie es:

$$I_S = \frac{V_S - V_D}{R_S} \tag{5.13}$$

La mayor parte de los diodos LED comercialmente disponibles tienen una caída de tensión típica de entre 1,5 y 2,5 V para corrientes comprendidas entre 10 y 50 mA. La caída de tensión exacta depende de la corriente, el color, la tolerancia, etc. del LED. A menos que se especifique lo contrario, en este libro utilizaremos la caída de tensión nominal de 2 V para la detección de averías y el análisis de circuitos con LED. La Figura 5.19*c* muestra algunos LED típicos.

Luminosidad del diodo LED

La luminosidad de un LED depende de la corriente. Cuando V_S es mucho mayor que V_D en la Ecuación (5.13), la luminosidad del LED es aproximadamente constante. Por ejemplo, unTIL222 es un diodo LED verde con una tensión en directa comprendida entre 1,8 (valor mínimo) y 3 V (valor máximo), para una corriente de 25 mA. Si un circuito como el de la Figura 5.19*b* se fabrica en serie utilizando un TIL222, la luminosidad del LED será prácticamente constante si V_S es mucho mayor que V_D. Si V_S sólo es ligeramente mayor que V_D, la luminosidad del LED variará de forma importante de un circuito al siguiente.

La mejor forma de controlar la luminosidad es excitando al LED con una fuente de corriente. De esta forma, la luminosidad es constante porque la corriente es constante. Cuando estudiemos los transistores (funcionan como fuentes de corriente), veremos cómo emplear un transistor para excitar a un LED.

Tensión de disrupción

Los LED presentan tensiones de disrupción muy bajas, típicamente comprendidas entre 3 y 5V. Por esta razón, se destruyen fácilmente si se polarizan en inversa con una tensión muy grande. Cuando tenga que detectar averías en un circuito con diodos LED y el LED no luzca, compruebe la polaridad de la conexión del LED, con el fin de asegurarse de que está polarizado en directa.

A menudo, se emplean diodos LED para indicar la presencia de tensión de alimentación en un equipo. En este caso, se puede utilizar un diodo rectificador conectado en paralelo con el LED para impedir que el LED se destruya si se polariza en inversa. Más adelante se proporciona un ejemplo de utilización de un diodo rectificador para proteger a un LED.

Display de siete segmentos

La Figura 5.20*a* muestra un **display de siete segmentos**. Contiene siete diodos LED rectangulares (*A* hasta *G*). Cada LED se denomina *segmento* porque forma parte del carácter que se están mostrando. La Figura 5.20*b* es un esquemático de un display de siete segmentos. Las resistencias serie externas se incluyen para limitar las corrientes a niveles seguros. Conectando a masa una o más resistencias, podemos formar cualquier dígito de 0 a 9. Por ejemplo, conectando a masa *A*, *B* y *C*, visualizamos un 7. Conectando a masa *A*, *B*, *C*, *D* y *G* visualizamos un 3.

Un display de siete segmentos también puede mostrar las letras mayúsculas *A*, *C*, *E* y *F*, y las minúsculas *b* y *d*. Los diseñadores de microprocesadores a menudo utilizan displays de siete segmentos para mostrar todos los dígitos de 0 a 9, y las letras *A*, *b*, *C*, *d*, *E* y *F*.

El display de siete segmentos de la Figura 5.20*b* se dice que es un indicador de **ánodo-común** porque todos los ánodos se conectan juntos. También hay disponibles indicadores de **cátodo-común**, en los que todos los cátodos se conectan juntos.

INFORMACIÓN ÚTIL

La principal desventaja de los diodos LED es que presentan una corriente considerable en comparación con otros tipos de indicadores. En muchos casos, los LED se excitan mediante impulsos muy rápidos, en lugar de con una corriente de excitación constante, de este modo, al ojo le parece que están encendidos continuamente, y además consumen menos potencia.

Fotodiodo

Como se ha explicado anteriormente, una componente de corriente inversa en un diodo es el flujo de los portadores minoritarios. Estos portadores se deben a la energía térmica que mantiene alejados a los electrones de valencia de sus orbitales, produciendo electrones libres y huecos en el proceso. El tiempo de vida de los portadores minoritarios es corto, pero mientras existen, pueden contribuir a la corriente inversa.

Cuando la luz bombardea una unión *pn*, puede separar electrones de valencia. Cuando mayor es la luz incidente en la unión, mayor será la corriente inversa en un diodo. Un **fotodiodo** es un diodo optimizado para tener la máxima sensibilidad a la luz. En este diodo, una ventana deja pasar la luz a través del encapsulado hasta la unión. La luz incidente produce electrones libres y huecos. Cuanto mayor sea la intensidad de la luz, mayor será el número de portadores minoritarios y mayor la corriente inversa.

La Figura 5.21 muestra el símbolo esquemático de un fotodiodo. Las flechas representan la luz incidente. Es especialmente importante recordar que la fuente y las resistencias serie polarizan en inversa al diodo. A medida que la luz se hace más intensa, la corriente inversa se incrementa. En fotodiodos típicos, la corriente inversa es del orden de decenas de microamperios.

Optoacoplador

Un optoacoplador (también llamado *optoaislador*) combina un diodo LED y un fotodiodo en un mismo encapsulado. La Figura 5.22 muestra un optoacoplador; está formado por un LED en la entrada y un fotodiodo en la salida. La fuente de tensión y la resistencia generan un corriente que atraviesa al LED. A continuación, la luz procedente del LED incide en el fotodiodo y se genera la corriente inversa en el circuito de salida. Esta corriente inversa produce una tensión en la resistencia de salida. La tensión de salida es igual a la tensión de alimentación de salida menos la tensión que cae en la resistencia.

Figura 5.20 Display de siete segmentos. (*a*) Disposición física de los segmentos. (*b*) Esquemático.

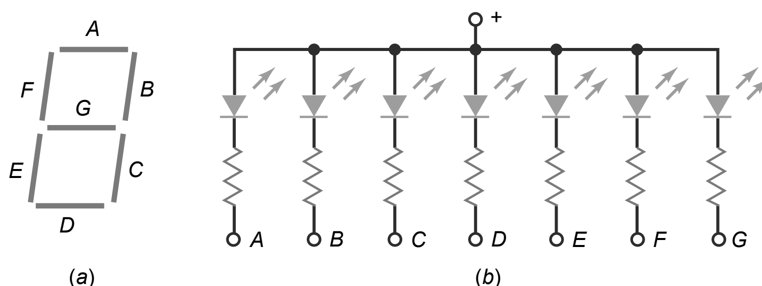


Figura 5.21 La luz incidente aumenta la corriente inversa en el fotodiodo.

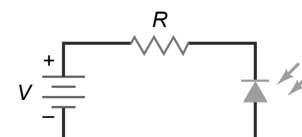
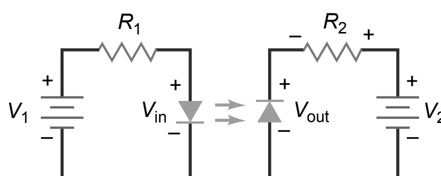


Figura 5.22 El optoacoplador combina un LED y un fotodiodo.



INFORMACIÓN ÚTIL

Una especificación importante del optoacoplador es su relación de transferencia de corriente, que es la relación de la corriente de salida del dispositivo (fotodiodo o fototransistor) respecto de su corriente de entrada (LED).

Cuando la tensión de entrada varía, la cantidad de luz fluctúa. Esto quiere decir que la tensión de salida varía de acuerdo con la tensión de entrada. Por esta razón, a la combinación de un diodo LED y un fotodiodo se le denomina **optoacoplador**. El dispositivo puede acoplar una señal de entrada al circuito de salida. Otros tipos de optoacopladores utilizan fototransistores, fototiristores y otros dispositivos ópticos en sus circuitos de salida. Estos dispositivos se estudiarán en capítulos posteriores.

La ventaja fundamental de un optoacoplador es el aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y de salida. En un optoacoplador , el único contacto entre la entrada y la salida es el haz de luz. Por esto, es posible disponer de una resistencia de aislamiento entre los dos circuitos de miles de megaohmios. Este tipo de aislamiento resulta útil en aplicaciones de alta tensión en las que los potenciales de dos circuitos pueden diferir en varios miles de voltios.

Diodo láser

En un LED, los electrones libres emiten luz cuando caen de un nivel de energía a otro de menor energía. Los electrones libres caen de forma aleatoria y continua, lo que da lugar a ondas luminosas que tienen fases entre 0 y 360°. La luz que contiene muchas fases diferentes se denomina *luz no coherente.* Un LED genera luz no coherente.

Un **diodo láser** es diferente: genera *luz coherente.* Esto quiere decir que todas las ondas luminosas *están en fase entre sí.* La idea básica de un diodo láser consiste en emplear una cámara de resonancia con espejos que refuerce la emisión de ondas luminosas a una misma frecuencia y fase. Gracias a la resonancia, un diodo láser produce un haz estrecho de luz que es muy intenso, puro y está enfocado.

Los diodos láser también se conocen como *diodos semiconductores.* Estos diodos pueden generar luz visible (roja, verde o azul) y luz no visible (infrarroja). Los diodos láser se emplean en una amplia variedad de aplicaciones: telecomunicaciones, comunicación de datos, multidifusión, en los campos industrial y aeroespacial, en la realización de pruebas y medidas, y en la industria médica y de defensa. También se utilizan en las impresoras láser y los productos de consumo que requieren sistemas de discos ópticos de gran capacidad, como los reproductores de discos compactos (CD) y de vídeo digital (DVD). En la multidifusión se usan junto con cables de fibra óptica para incrementar la velocidad de Internet.

Un *cable de fibra óptica* es similar a un par trenzado, excepto en que los hilos son fibras flexibles y delgadas de vidrio o plástico que transmiten haces de luz en lugar de electrones libres. La ventaja es que se puede enviar mucha más información a través de los cables de fibra de óptica que mediante un cable de cobre.

Se están encontrando otras nuevas aplicaciones a medida que la longitud de onda del láser se acerca al espectro visible con los diodos láser VLD (*visible laser diode*). También se están empleando diodos próximos a los infrarrojos en sistemas de visión de maquinaria, sensores y sistemas de seguridad.

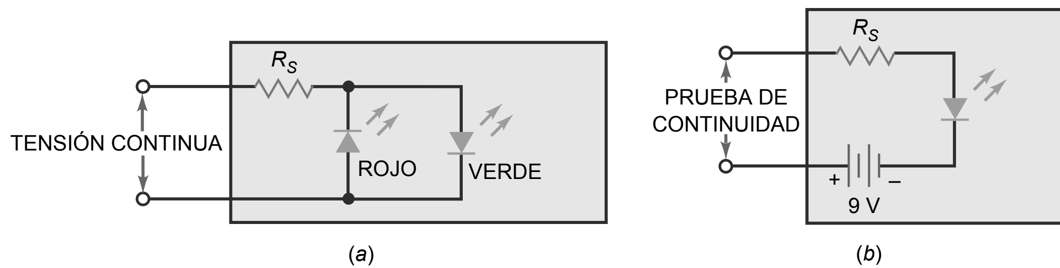
Ejemplo 5.12

La Figura 5.23*a* muestra un comprobador de polaridad de la tensión. Se puede emplear para probar una tensión continua de polaridad desconocida. Cuando la tensión continua es positiva, el LED verde se enciende. Cuando la tensión continua es negativa, se enciende el LED rojo. ¿Cuál es la corriente aproximada del LED si la tensión continua de entrada es de 50 V y la resistencia serie tiene un valor de 2,2 kΩ?

SOLUCIÓN Utilizaremos una tensión directa de aproximadamente 2 V para cada uno de los LED. Aplicando Ecuación (5.13), tenemos:

$$I_S = \frac{50\text{ V} - 2\text{ V}}{2{,}2\text{ k}\Omega} = 21{,}8\text{ mA}$$

Figura 5.23 (*a*) Indicador de polaridad. (*b*) Comprobador de continuidad.



Ejemplo 5.13

La Figura 5.23*b* es un comprobador de continuidad. Después de desconectar la alimentación del circuito bajo prueba, puede utilizar este circuito para comprobar la continuidad de los cables, los conectores y los interruptores. ¿Cuál es la corriente del LED si la resistencia serie es de 470 Ω?

SOLUCIÓN Cuando se cortocircuitan (continuidad) los terminales de entrada, la batería interna de 9 V genera una corriente en el LED de:

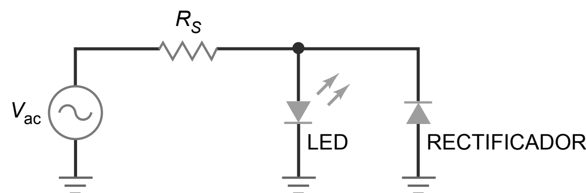
$$I_S = \frac{9\text{ V} - 2\text{ V}}{470\ \Omega} = 14{,}9\text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 5.13 En el circuito de la Figura 5.23, ¿qué valor debería utilizarse para la resistencia serie, para generar una corriente en el LED de 21 mA?

Ejemplo 5.14

A menudo, los LED se utilizan para indicar la existencia de tensiones alternas. La Figura 5.24 muestra una fuente de tensión que excita a un indicador LED. Cuando hay una tensión alterna, quiere decir que hay corriente por el LED en los semiciclos positivos. En los semiciclos negativos, el diodo rectificador funciona y protege al LED de una tensión inversa excesiva. Si la tensión alterna de la fuente es de 20 V rms y la resistencia serie es de 680 Ω, ¿cuál es la corriente media por el LED? Calcule también la disipación aproximada de potencia en la resistencia serie.

Figura 5.24 Indicador de tensión alterna baja.



SOLUCIÓN La corriente por el LED es una señal de media onda rectificada. La tensión de pico de la fuente es 1,414 × 20 V, que es aproximadamente igual a 28 V. Ignorando la caída de tensión en el LED, la corriente de pico aproximada es:

$$I_S = \frac{28\text{ V}}{680\ \Omega} = 41{,}2\text{ mA}$$

El valor medio de la corriente de media onda que circula a través del LED es:

$$I_S = \frac{41{,}2\text{ mA}}{\pi} = 13{,}1\text{ mA}$$

Si ignoramos las caídas en los diodos del circuito de la Figura 5.24, lo que es equivalente a decir que el extremo derecho de la resistencia serie está conectado a masa, la disipación de potencia en la resistencia serie es igual a la tensión de fuente al cuadrado dividida entre el valor de la resistencia:

$$P = \frac{(20\ \text{V})^2}{680\ \Omega} = 0{,}588\ \text{W}$$

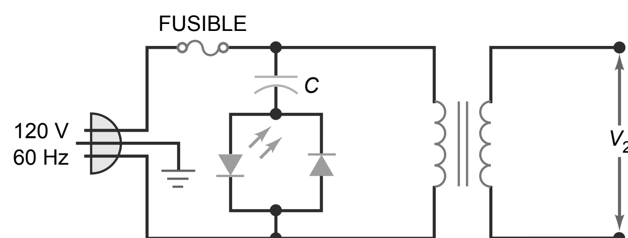
A medida que la tensión de la fuente de la Figura 5.24 aumenta, la disipación de potencia de la resistencia serie puede incrementarse en varios vatios. Esto representa un inconveniente, ya que una resistencia de alta potencia es muy voluminosa y no resulta adecuada en la mayoría de las aplicaciones.

PROBLEMA PRÁCTICO 5.14 Si la tensión alterna de entrada en el circuito de la Figura 5.24 es 120 V y la resistencia serie es de 2 k Ω, halle la corriente media por el LED y la disipación de potencia aproximada en la resistencia serie.

Ejemplo 5.15

El circuito de la Figura 5.25 muestra un indicador LED para la tensión de la red eléctrica. La idea es básicamente la misma que en el circuito de la Figura 5.24, excepto en que ahora se utiliza un condensador en lugar de una resistencia. Si la capacidad es de 0,68 μF, ¿cuál es la corriente media por el LED?

Figura 5.25 Indicador de tensión alterna alta.



SOLUCIÓN Calculamos la reactancia capacitiva:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(60\ \text{Hz})(0{,}68\ \mu\text{F})} = 3{,}9\ \text{k}\Omega$$

Ignorando la caída de tensión en el LED, la corriente aproximada de pico por el LED será:

$$I_S = \frac{170\ \text{V}}{3{,}9\ \text{k}\Omega} = 43{,}6\ \text{mA}$$

La corriente media por el LED es:

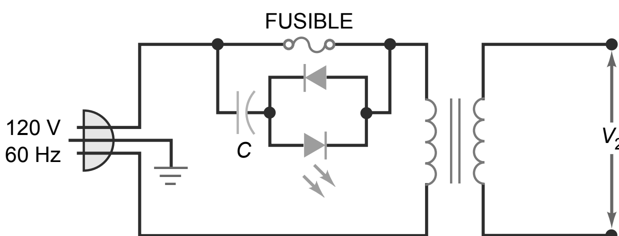
$$I_S = \frac{43{,}6\ \text{mA}}{\pi} = 13{,}9\ \text{mA}$$

¿Qué ventaja tiene utilizar un condensador serie en lugar de una resistencia serie? Dado que la tensión y la corriente en un condensador están desfasadas 90°, no hay ninguna disipación de potencia en el condensador. Si se utilizara una resistencia de 3,9 kΩ en lugar de un condensador, la disipación de potencia sería de aproximadamente 3,69 W. La mayoría de los diseñadores pereferirán emplear un condensador, ya que es más pequeño e idealmente no genera calor.

Ejemplo 5.16

¿Cuál es la función del circuito de la Figura 5.26?

Figura 5.26 Indicador de fusible fundido.



SOLUCIÓN Se trata de un *indicador de fusible fundido.* Si el fusible está bien, el LED permanece apagado porque hay aproximadamente una tensión de cero en el indicador LED. Por el contrario, si el fusible está abierto, quiere decir que parte de la tensión de la red cae en el indicador LED y éste se enciende.

5.9 El diodo Schottky

A medida que aumenta la frecuencia, el funcionamiento de los diodos rectificadores de pequeña señal comienza a deteriorarse. Ya no pueden conmutar tan rápidamente como para generar una señal de media onda bien definida. La solución para este problema se encuentra en los *diodos Schottky.* Antes de entrar a describir este diodo de propósito especial, veamos cuál es el problema que se plantea con los diodos normales de pequeña señal.

INFORMACIÓN ÚTIL

Los diodos Schottky son, relativamente, dispositivos de alta corriente, capaces de conmutar rápidamente a la vez que proporcionan corrientes en directa en las vecindades de los 50 A. También merece la pena destacar que los diodos Schottky normalmente presentan tensiones de disrupción bajas comparadas con las de los diodos rectificadores normales de unión *pn.*

Almacenamiento de carga

La Figura 5.27*a* muestra un diodo de pequeña señal y la Figura 5.27*b* ilustra sus bandas de energía. Como se puede ver, los electrones de la banda de conducción se han difundido a través de la unión y se han desplazado hacia la región *p* antes de recombinarse (camino *A*). De forma similar, los huecos han atravesado la unión y se han desplazado a la región *n* antes de producirse la recombinación (camino *B*). Cuanto mayor es el tiempo de vida, mayor cantidad de cargas pueden desplazarse antes de producirse la recombinación.

Por ejemplo, si el tiempo de vida es igual a 1 μs, los electrones libres y los huecos existen durante un tiempo medio de 1μs antes de que la recombinación tenga lugar. Esto permite a los electrones libres penetrar profundamente en la región *p*, donde permanecen almacenados temporalmente en la banda de mayor energía. De forma similar, los huecos penetran profundamente en la región *n*, donde permanecen almacenados temporalmente en la banda de menor energía.

Cuanto mayor es la corriente directa, mayor es el número de cargas que tienen que atravesar la unión. Cuanto mayor es el tiempo de vida, más profunda es la penetración de esas cargas y más tiempo permanecen en las bandas de mayor y menor energía. El almacenamiento temporal de los electrones libres en la banda de mayor energía y de los huecos en la banda de menor energía es lo que se conoce como *almacenamiento de carga.*

Figura 5.27 Almacenamiento de carga. (*a*) La polarización directa crea cargas almacenadas. (*b*) Cargas almacenadas en las bandas de alta y baja energía.

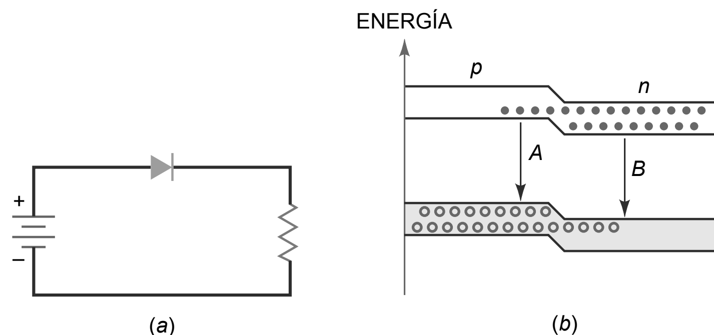
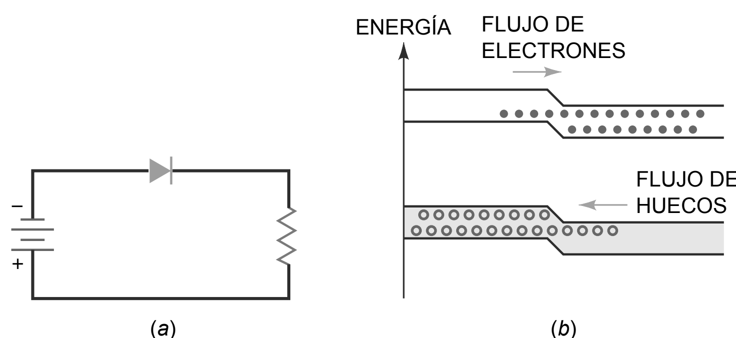


Figura 5.28 Las cargas almacenadas generan un breve corriente inversa. (*a*) La fuente de corriente se invierte de repente. (*b*) Flujo de cargas almacenadas en dirección inversa.



El almacenamiento de carga produce corriente inversa

Cuando se intenta conmutar de directa a inversa un diodo, el almacenamiento de carga crea un problema. ¿Por qué? Porque si de repente se polariza el diodo en inversa, las cargas almacenadas fluirán en la dirección inversa durante un rato. Cuanto mayor sea el tiempo de vida, durante más tiempo esas cargas pueden contribuir a incrementar la corriente inversa.

Por ejemplo, suponga que un diodo que está polarizado en directa de repente se polariza en inversa, como se muestra en la Figura 5.28*a*. Entonces, durante unos instantes, puede existir una corriente inversa grande debida al flujo de las cargas almacenadas, como se ve en la Figura 5.28*b*. Hasta que las cargas almacenadas atraviesen la unión o se recombinen, la corriente inversa se mantendrá.

Tiempo de recuperación inverso

El tiempo que tarda en cortarse un diodo polarizado en directa se denomina *tiempo de recuperación inverso* t_{rr}. Las condiciones para medir t_{rr} varían de un fabricante a otro. En la práctica, t_{rr} es el tiempo que tarda la corriente inversa en caer a un 10 por ciento de la corriente directa.

Por ejemplo, el 1N4148 tiene un t_{rr} de 4 ns. Si este diodo tiene una corriente directa de 10 mA y de repente se polariza en inversa, tardará aproximadamente 4 ns en que la corriente inversa disminuya a 1 mA. El tiempo de recuperación inverso es tan pequeño en los diodos de pequeña señal que su efecto no se notará a frecuencias por debajo de 10 MHz. Sólo cuando se trabaje a frecuencias por encima de 10 MHz habrá que tener en cuenta t_{rr}.

Rectificación pobre a altas frecuencias

¿Qué efecto tiene el tiempo de recuperación inverso sobre la rectificación? Fíjese en el rectificador de media onda de la Figura 5.29*a*. A frecuencias bajas, la salida es una señal de media onda rectificada. Sin embargo, cuando la frecuencia entra en el rango de los megahercios, la señal de salida comienza a desviarse de la forma de media onda, como se muestra en la Figura 5.29*b*. En las proximidades del semiciclo inverso se detecta cierta conducción (aparecen lo que se conoce como *colas*).

El problema es que el tiempo de recuperación de inversa se ha convertido en una parte significativa del período, permitiendo la conducción durante la primera parte del semiciclo negativo. Por ejemplo, si $t_{rr} = 4$ ns y el período es de 50 ns, la primera parte del semiciclo inverso presentará colas similares a las mostradas en la Figura 5.29*b*. A medida que la frecuencia sigue aumentando, el rectificador deja de ser efectivo.

Eliminación de la carga almacenada

La solución a este problema de las colas se encuentra en un dispositivo de propósito especial: el **diodo Schottky**. Este tipo de diodo utiliza un metal, como por ejemplo oro, plata o platino en un lado de la unión y silicio dopado (normalmente de tipo *n*) en el otro lado. Debido a la existencia de metal en una lado de la unión, el diodo Schottky no tiene zona de deplexión. La falta de esta zona implica que *no habrá cargas almacenadas en la unión.*

Cuando un diodo Schottky no está polarizado, los electrones libres del lado *n* se encuentran en orbitales más pequeños que los electrones libres del lado del metal. Esta diferencia en el tamaño de los orbitales se denomina *barrera Schottky,* de aproximadamente 0,25 V. Cuando el diodo está polarizado en directa, los electrones libres del lado *n* pueden ganar la suficiente energía como para pasar a orbitales más grandes. Por esta razón, los electrones libres pueden atravesar la unión y entrar en el metal, produciendo una corriente directa grande. Dado que en el metal no hay huecos, no hay almacenamiento de carga y, por tanto, tampoco tiempo de recuperación inverso.

Diodo de portadores activos

En ocasiones, el diodo Schottky recibe el nombre de *diodo de portadores activos*. Este nombre se debe a que la polarización directa aumenta la energía de los electrones del lado *n* a un nivel mayor que el de los electrones del lado metálico de la unión. Este incremento de energía es el que inspiró el nombre de *portadores activos* para los electrones del lado *n*. Tan pronto como estos electrones con mayor energía atraviesan la unión, caen en el metal, que tiene una banda de conducción de menor energía.

Alta velocidad de conmutación

La falta de almacenamiento de carga se traduce en que el diodo Schottky puede conmutar más rápido que lo que puede un diodo normal. De hecho, un diodo Schottky puede rectificar fácilmente a frecuencias por encima de

Figura 5.29 Las cargas almacenadas degradan el comportamiento del rectificador a alta frecuencia. (*a*) Circuito rectificador con un diodo normal de pequeña señal. (*b*) En los semiciclos negativos, a altas frecuencias, los diodos presentan una conducción apreciable (colas).

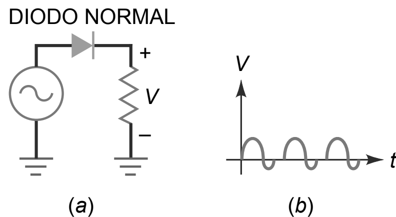
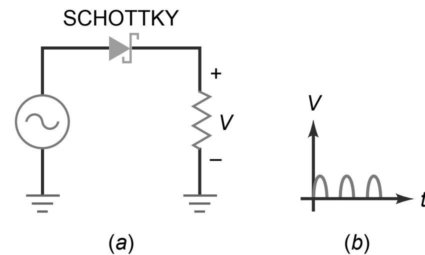


Figura 5.30 Los diodos Schottky eliminan las colas a altas frecuencias. (*a*) Circuito con un diodo Schottky. (*b*) Señal de media onda a 300 MHz.



300 MHz. Cuando se utiliza en un circuito como el de la Figura 5.30*a*, el diodo Schottky genera una señal de media onda perfecta, como la mostrada en la Figura 5.30*b,* incluso a frecuencias por encima de 300 MHz.

La Figura 5.30*a* muestra el símbolo esquemático de un diodo Schottky. Observe el lado del cátodo, las líneas simulan una *S*, de *Schottky,* lo que facilita recordar que se trata del símbolo esquemático de este dipositivo.

Aplicaciones

La aplicación más importante de los diodos Schottky se encuentra en las computadoras digitales. La velocidad de las computadoras depende de cómo de rápido conmuten sus diodos y transistores, y aquí es donde entra el diodo Schottky. Puesto que no tiene almacenamiento de carga, el diodo Schottky se ha convertido en la columna vertebral de la familia TTL Schottky de baja potencia, un grupo de dispositivos digitales ampliamente utilizado.

Por último, comentar que, dado que el diodo Schottky tiene una barrera de potencial de sólo 0,25 V, ocasionalmente se emplea en rectificadores en puente de baja tensión porque sólo resta 0,25 V en lugar de los habituales 0,7 V por diodo cuando se aplica la segunda aproximación. Para una fuente de alimentación de baja tensión, esta menor caída de tensión del diodo es una ventaja.

5.10 El varactor

El **varactor** (también denominado *condensador controlado por tensión, varicap, epicap* y *diodo de sintonización*) se emplea ampliamente en receptores de televisón, receptores de FM y otros equipos de comunicaciones, ya que puede utilizarse en mecanismos de sintonización electrónica.

Idea básica

En la Figura 5.31*a*, la zona de deplexión se encuentra entre la región *p* y la región *n*. Las regiones *p* y *n* son como las placas de un condensador y la zona de deplexión es como el dieléctrico. Cuando un diodo está polarizado en inversa, la anchura de la zona de deplexión aumenta con la tensión inversa. Dado que la zona de deplexión se hace más ancha cuanto mayor es la tensión inversa, la capacidad se hace más pequeña. Esto es como alejar las placas del condensador. La idea básica es que la capacidad está controlada por la tensión inversa.

Circuito equivalente y símbolo

La Figura 5.31*b* muestra el circuito equivalente de alterna para un diodo polarizado en inversa. En otras palabras, con una señal alterna, el varactor se comporta igual que un condensador variable. La Figura 5.31*c* muestra el símbolo esquemático de un varactor. La inclusión de un condensador en serie con el diodo es simplemente un recordatorio de que un varactor es un dispositivo que ha sido optimizado en sus propiedades de capacidad variable.

La capacidad disminuye para tensiones inversas altas

La Figura 5.31*d* muestra cómo varía la capacidad con la tensión inversa. Esta gráfica ilustra que la capacidad disminuye cuando la tensión inversa aumenta. Lo realmente importante es que la tensión continua inversa controla la capacidad.

Figura 5.31 Varactor. (*a*) Las regiones dopadas son como las placas de un condensador separadas por el dieléctrico. (*b*) Circuito equivalente de alterna. (*c*) Símbolo esquemático. (*d*) Gráfica de la capacidad en función de la tensión inversa.

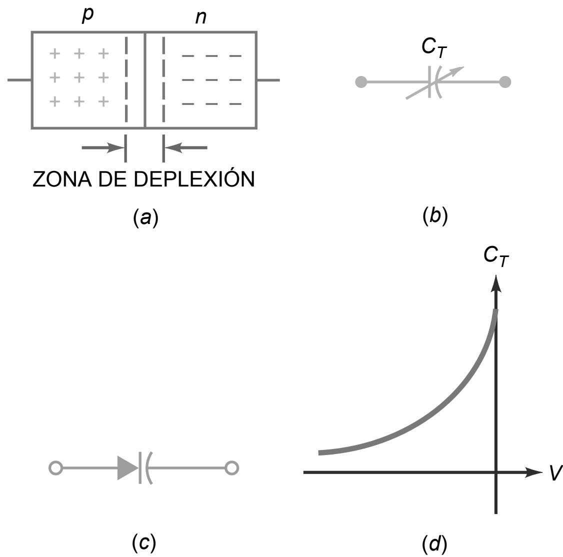
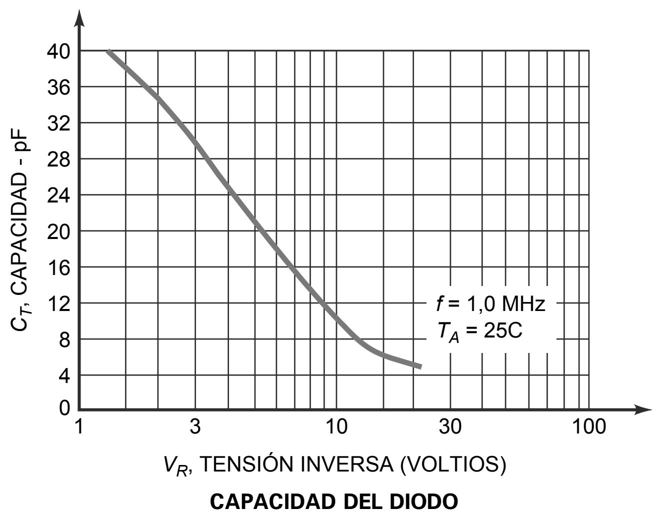


Figura 5.32 Hoja de características parcial del MV209 (Copyright de Semiconductor Components Industries, LLC. Utilizada con su permiso).

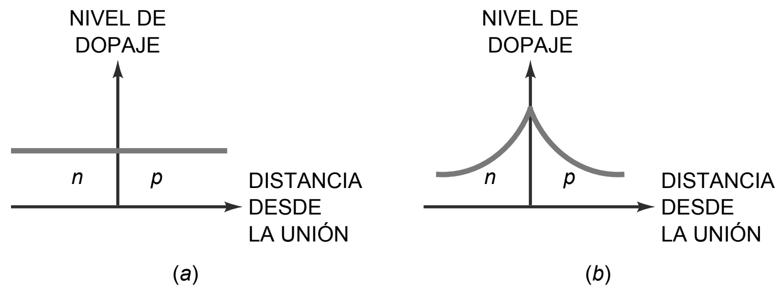
	C_t, Diode Capacitance V_R = 3.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q, Figure of Merit V_R = 3.0 Vdc f = 50 MHz	C_R, Capacitance Ratio C_3/C_{25} f = 1.0 MHz (Note 1)	
Device	**Min**	**Nom**	**Max**	**Min**	**Min**	**Max**
MMBV109LT1, MV209	26	29	32	200	5.0	6.5

1. C_R is the ratio of C_t measured at 3 Vdc divided by C_t measured at 25 Vdc.



¿Cómo se utiliza un varactor? Se conecta en paralelo con una bobina para formar un circuito resonante paralelo. Este circuito tiene una sola frecuencia para la que la impedancia es máxima, y se conoce como *frecuencia de resonancia*. Si se varía la tensión inversa continua aplicada al varactor, la frecuencia de resonancia también varía. Éste es el principio que hay detrás de la sintonización electrónica de una emisora de radio, un canal de TV, etc.

Figura 5.33 Perfiles de dopaje. (*a*) Unión abrupta. (*b*) Unión hiperabrupta.



Características del varactor

Puesto que la capacidad está controlada por tensión, los varactores han reemplazado a los condensadores de sintonización mecánicos en muchas aplicaciones, como son los receptores de televisión y las radios de automóviles. Las hojas de características de los varactores especifican un valor de referencia de la capacidad medida para una tensión inversa específica, normalmente entre −3 V y −4 V. La Figura 5.32 muestra una hoja de características parcial de un diodo varactor MV209. Especifica una capacidad de referencia C_t de 29 pF para una tensión de –3 V.

Además de proporcionar el valor de referencia de la capacidad, normalmente, las hojas de características especifican una relación de capacidades, C_R, o rango de sintonización asociado con un rango de tensiones. Por ejemplo, junto con el valor de referencia de 29 pF, la hoja de características de un MV209 muestra una relación de capacidades mínima de 5:1 para una rango de tensiones comprendido entre –3 V y –25 V. Esto significa que la capacidad, o rango de sintonización, disminuye desde 29 a 6 pF cuando la tensión varía entre –3 V y –25 V.

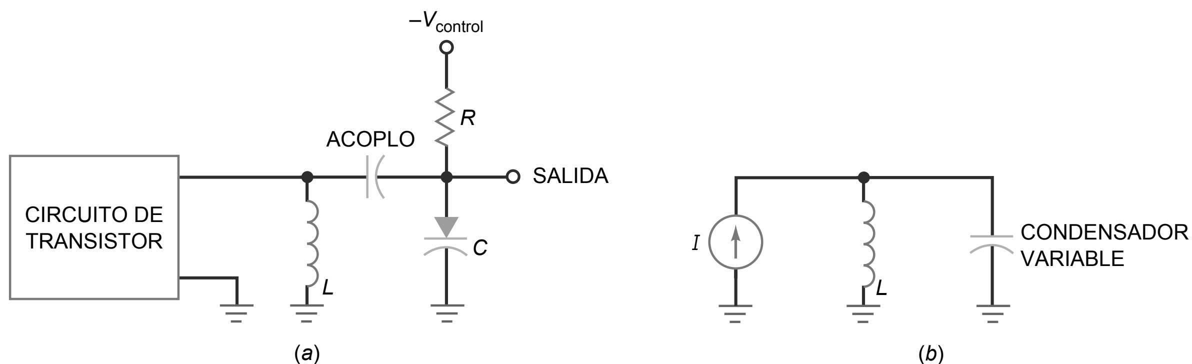
El rango de sintonización de un varactor depende del nivel de dopaje. Por ejemplo, la Figura 5.33*a* muestra el perfil de dopaje para un diodo de unión abrupta (el tipo normal de diodo). El perfil muestra que el dopaje es uniforme en ambos lados de la unión. El rango de sintonización de un diodo de unión abrupta está entre 3 :1 y 4:1.

Para obtener rangos de sintonización mayores, algunos varactores tienen una *unión hiperabrupta,* aquella que tiene un perfil de dopaje como el mostrado en la Figura 5.33*b*. Este perfil nos dice que el nivel de dopaje aumenta a medida que nos aproximamos a la unión. Este fuerte dopaje produce una zona de deplexión más estrecha y una capacidad mayor. Además, las variaciones de la tensión inversa tienen efectos más pronunciados en la capacidad. Un varactor con una unión hiperabrupta tiene un rango de sintonización de aproximadamente 10:1, suficiente para sintonizar una radio AM en su rango de frecuencias de 535 a 1605 kHz. (Nota: se necesita un rango de 10:1, porque la frecuencia de resonancia es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la capacidad.)

Ejemplo 5.17

¿Qué función realiza el circuito de la Figura 5.34*a*?

Figura 5.34 Los varactores pueden sintonizar circuitos resonantes. (*a*) El transistor (fuente de corriente) excita al circuito tanque sintonizado *LC*. (*b*) Circuito equivalente de alterna.



SOLUCIÓN Como se ha mencionado en el Capítulo 1, un transistor es un dispositivo semiconductor que se comporta como una fuente de corriente. En la Figura 5.34*a*, el transistor introduce una cantidad fija de milliamperios en circuito tanque resonante *LC*. Una tensión continua negativa polariza en inversa el varactor. Variando esta tensión continua de control, podemos variar la frecuencia de resonancia del circuito *LC*.

En lo que respecta a la señal alterna, podemos utilizar el circuito equivalente mostrado en la Figura 5.34 *b*. El condensador de acoplo actúa como un cortocircuito. Una fuente de corriente alterna excita al circuito tanque resonante *LC*. El varactor se comporta como un condensador variable, lo que quiere decir que podemos variar la frecuencia de resonancia variando la tensión continua de control. Ésta es la idea fundamental que hay detrás de la sintonización de los receptores de radio y de televisión.

5.11 Otros diodos

Además de los diodos de propósito especial que hemos visto hasta aquí, existen otros que también debería conocer. Ya que son extremadamente especializados, sólo proporcionamos una breve descripción.

Varistores

Los rayos, los fallos de la red eléctrica y los transitorios pueden contaminar la tensión alterna de la red superponiendo valles y picos a la tensión normal de 120 V (240 V) rms. Los *valles* son caídas de tensión importantes que duran unos microsegundos o menos. Los *picos* son sobretensiones muy breves de hasta 2000 V o más. En algunos equipos se utilizan filtros entre la alimentación de la red y el primario del transformador para eliminar los problemas causados por los transitorios de la tensión alterna de la red.

Uno de los dispositivos que se emplean para filtrar la tensión de la red es el **varistor** (también denominado *supresor de transitorios*). Este dispositivo semiconductor es como dos diodos zener conectados en oposición con una tensión de disrupción alta en ambas direcciones. Los varistores están disponibles comercialmente con tensiones de disrupción comprendidas entre 10 y 1000 V, puede manipular corrientes transitorias de pico de cientos a miles de amperios.

Por ejemplo, un V130LA2 es un varistor con una tensión de disrupción de 184 V (equivalente a 130 V rms) y una corriente de pico de 400 A. Si conecta uno de estos dispositivos en paralelo con el devanado del primario, como se muestra en la Figura 5.35*a*, no tendrá que preocuparse por las sobretensiones. El varistor recortará todos los picos de tensión al nivel de 184 V y protegerá la fuente de alimentación.

Diodo regulador de corriente

Estos diodos funcionan exactamente al revés que los diodos zener En lugar de mantener la tensión constante, estos diodos mantienen la corriente constante. Conocidos como **diodos reguladores de corriente** (o *diodos de corriente constante*), estos dispositivos mantienen su corriente constante cuando la tensión varía. Por ejemplo, el 1N5305 es un diodo de corriente constante con una corriente típica de 2 mA en un rango de tensiones comprendido entre 2 y 100 V. La Figura 5.35*b* muestra el símbolo esquemático de un diodo regulador de corriente. En la Figura 5.35*b*, el diodo mantendrá la corriente de car ga constante en 2 mA, incluso aunque la resistencia de car ga varíe entre 1 y 49 kΩ.

Figura 5.35 (*a*) El varistor protege al primario de los transitorios de la red. (*b*) Diodo regulador de corriente.

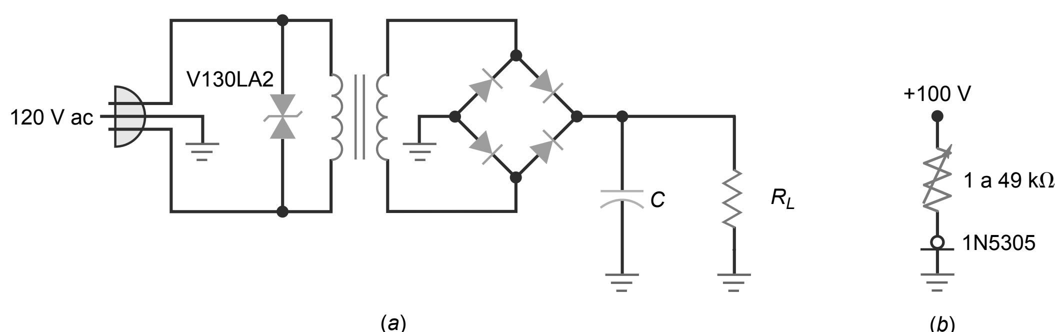
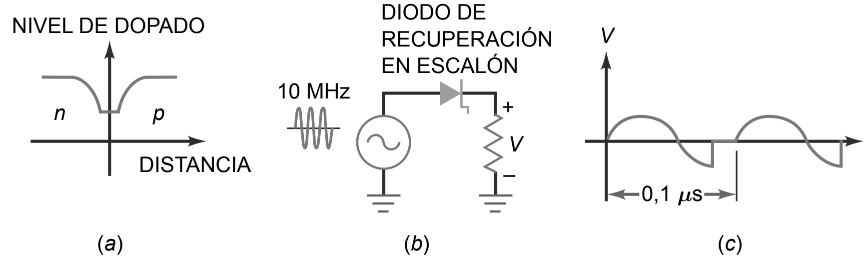


Figura 5.36 Diodo de recuperación en escalón. (*a*) El perfil de dopaje muestra que el dopaje es menor cerca de la unión. (*b*) Circuito que rectifica una señal alterna de entrada. (*c*) El bloqueo produce un escalón de tensión positiva rico en armónicos.



Diodos de recuperación en escalón

El **diodo de recuperación en escalón** tiene el poco usual perfil de dopaje mostrado en la Figura 5.36*a*. Esta gráfica indica que la densidad de los portadores disminuye en las proximidades de la unión. Esta inusual distribución de los portadores produce un fenómeno conocido como *bloqueo rápido inverso.*

La Figura 5.36*b* ilustra el símbolo esquemático de este diodo. Durante el semiciclo positivo, el diodo conduce como cualquier diodo de silicio. Pero durante el semiciclo negativo, aparece una corriente inversa durante un breve período de tiempo debida a las cargas almacenadas y luego se hace cero de repente.

La Figura 5.36*c* muestra la tensión de salida. Ésta ilustra cómo el diodo, durante unos instantes, conduce en inversa y luego de repente se bloquea. Por esto es por lo que este diodo también recibe el nombre de *diodo de bloqueo rápido.* Este escalón repentino de la corriente es rico en armónicos y se puede filtrar para generar una onda sinusoidal de muy alta frecuencia (los *armónicos* son múltiplos de la frecuencia de entrada, como por ejemplo, $2f_{in}$, $3f_{in}$ y $4f_{in}$). Por esto, los diodos de recuperación en escalón son útiles en los multiplicadores de frecuencia, circuitos cuya frecuencia de salida es un múltiplo de la frecuencia de entrada.

Diodos opuestos

Normalmente, los diodos zener tienen tensiones de disrupción mayores que 2V. Incrementando el nivel de dopaje, podemos conseguir que el efecto zener tenga lugar en las proximidades de cero. La conducción en directa sigue teniendo lugar alrededor de los 0,7 V, pero ahora la conducción en inversa (disrupción) comienza aproximadamente en −0,1 V.

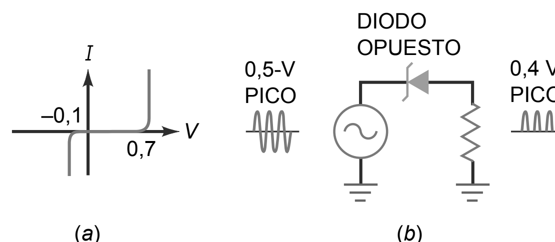
Un diodo que responde a una gráfica como la de la Figura 5.37*a* se llama **diodo opuesto** porque conduce mejor en inversa que en directa. La Figura 5.34*b* muestra una onda sinusoinal con un pico de 0,5V que excita a un diodo opuesto y a una resistencia de carga (observe que se emplea el símbolo del zener para el diodo opuesto). La tensión de 0,5 V no es suficiente para que el diodo conduzca en directa, pero sí lo es para hacer que entre en disrupción. Por tanto, la salida es una señal de media onda con una tensión de pico de 0,4 V, como se muestra en la Figura 5.37*b*.

Los diodos opuestos se emplean ocasionalmente para rectificar señales débiles con amplitudes de pico comprendidas entre 0,1 y 0,7 V.

Diodos túnel

Incrementando el nivel de dopaje de un diodo opuesto, podemos conseguir que la disrupción se produzca en 0 V. Además, el fuerte dopaje distorsiona la curva en la región directa, como se muestra en la Figura 5.38 *a*. Un diodo que responde a una gráfica como ésta se denomina **diodo túnel**.

Figura 5.37 Diodo opuesto. (*a*) La disrupción tiene lugar a −0,1 V. (*b*) Circuito para rectificar una señal alterna débil.



La Figura 5.38*b* muestra el símbolo esquemático de un diodo túnel. Este tipo de diodo presenta un fenómeno conocido como **resistencia negativa**, lo que quiere decir que un incremento en la tensión directa genera una disminución en la corriente directa, al menos en la parte de la gráfica comprendida entre V_P y V_V. La resistencia negativa de los diodos túnel es útil en los circuitos de alta frecuencia conocidos como *osciladores.* Estos circuitos son capaces de generar una señal sinusoidal, similar a la que produce un generador de alterna. Pero, a diferencia del generador de alterna, que convierte energía mecánica en una señal sinusoidal, un oscilador convierte energía continúa en una señal sinusoidal. En los próximos capítulos veremos cómo construir osciladores.

Diodos PIN

Un **diodo PIN** es un dispositivo semiconductor que funciona como una resistencia variable para las frecuencia de RF y microondas. La Figura 5.39 *a* muestra cómo se construye. Consta de un material semiconductor intrínseco (puro) colocado entre los materiales de tipo *p* y de tipo *n*. La Figura 5.39 *b* muestra el símbolo esquemático del diodo PIN.

Cuando este diodo está polarizado en directa, actúa como una resistencia controlada por corriente. La Figura 5.39*c* ilustra cómo disminuye la resistencia serie R_S del diodo PIN cuando aumenta la corriente directa. Cuando está polarizado en inversa, el diodo PIN se comporta como un condensador de valor fijo. Este diodo se usa ampliamente en circuitos moduladores de RF y microondas.

Tabla de dispositivos

La Tabla-resumen 5.1 enumera todos los dispositivos de propósito especial estudiados en el capítulo. El diodo zener resulta útil en los reguladores de tensión, el LED es un buen indicador de alterna o continua, el display de siete segmentos se emplea en instrumentos de medida, etc. Es aconsejable que estudie la tabla y memorice las ideas que contiene.

Figura 5.38 Diodo túnel. (*a*) La disrupción se produce a 0 V. (*b*) Símbolo esquemático.

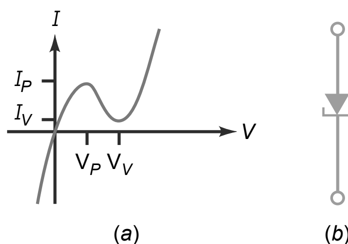


Figura 5.39 Diodo PIN. (*a*) Construcción. (*b*) Símbolo esquemático. (*c*) Resistencia serie.

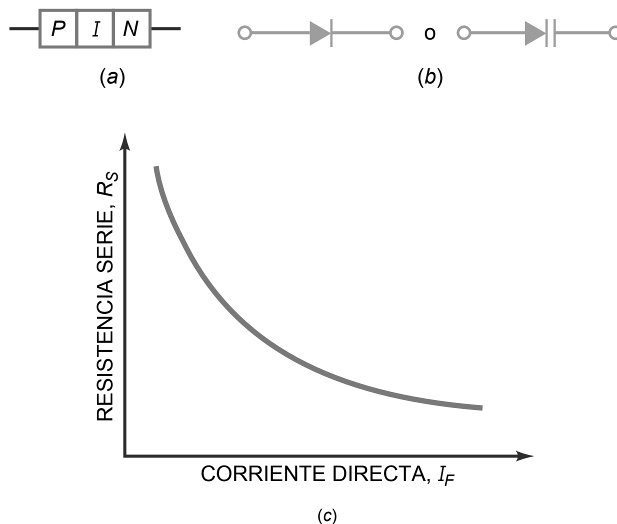


Tabla-resumen 5.1 Dispositivos de propósito especial

Dispositivo	Concepto clave	Aplicación
Diodo zener	Opera en la región de disrupción	Reguladores de tensión
LED	Emite luz no coherente	Indicadores de continua o alterna
Display de siete segmentos	Muestra números en la pantalla	Instrumentos de medida
Fotodiodo	La luz genera portadores minoritarios	Detectores de luz
Optoacoplador	Combina un LED y un fotodiodo	Aisladores de entrada/salida
Diodo láser	Emite luz coherente	Reproductores de discos CD/DVD, multidifusión
Diodo Schottky	No presenta almacenamiento de carga	Rectificadores de alta frecuencia (300 MHz)
Varactor	Actúa como un condensador variable	Sintonizadores de receptores y TV
Varistor	Disrupción en directa y en inversa	Protectores frente a las sobretensiones de la red eléctrica
Diodo regulador de corriente	Mantiene la corriente constante	Reguladores de corriente
Diodo de recuperación en escalón	Se bloquea durante la conducción en inversa	Multiplicadores de frecuencia
Diodo opuesto	Conduce mejor en inversa	Rectificadores de señales débiles
Diodo túnel	Tiene una región de resistencia negativa	Osciladores de alta frecuencia
Diodo PIN	Resistencia controlada	Comunicaciones por microondas

Resumen

SEC. 5.1 EL DIODO ZENER

Se trata de un diodo especial optimizado para operar en la región de disrupción. Su principal uso se encuentra en los reguladores de tensión (circuitos que mantienen la tensión en la carga constante). Idealmente, un diodo zener polarizado en inversa funciona como una batería perfecta. En una segunda aproximación, presenta una resistencia interna que genera una pequeña tensión adicional.

SEC. 5.2 EL REGULADOR ZENER CON CARGA

Cuando se conecta un diodo zener en paralelo con una resistencia de carga, la corriente que fluye a través de la resistencia limitadora de corriente es igual a la suma de la corriente del zener más la corriente por la carga. El proceso para analizar un regulador zener consiste en hallar la corriente serie, la corriente por la carga y la corriente del zener (en este orden).

SEC. 5.3 SEGUNDA APROXIMACIÓN DE UN DIODO ZENER

En la segunda aproximación, podemos ver el zener como una batería de tensión V_Z y una resistencia serie R_Z. La corriente que circula por R_Z genera una tensión adicional en el diodo, pero habitualmente es muy pequeña. Para calcular la reducción del rizado hay que conocer la resistencia del zener.

SEC. 5.4 PUNTO LÍMITE DE FUNCIONAMIENTO DEL DIODO ZENER

Un regulador zener dejará de regular si el diodo zener se sale de la región de disrupción. Las condiciones del caso peor se producen para la tensión de fuente mínima, la resistencia serie máxima y la resistencia de carga mínima. Para que el regulador zener funcione correctamente bajo todas las condiciones de operación, debe circular corriente por el zener bajo las condiciones del caso peor.

SEC. 5.5 LECTURA DE UNA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

Los parámetros más importantes de la hoja de características de los diodos zener son la tensión del zener, la potencia máxima, la corriente máxima y la tolerancia. Los diseñadores también necesitan conocer la resistencia del zener, el factor de ajuste y algunos otros parámetros.

SEC. 5.6 DETECCIÓN DE AVERÍAS

La detección de averías es un arte y una ciencia. Por ello, lo que se puede aprender en un libro es limitado. El resto tiene que aprenderse de la experiencia directa al trabajar con circuitos averiados. Dado

que la detección de averías es un arte, a menudo, plantearse preguntas como ¿Es posible que...? ayuda a llegar a una solución.

SEC. 5.7 RECTAS DE CARGA

La intersección de la recta de carga y de la gráfica del zener es el punto *Q*. Cuando la tensión de fuente varía, se obtiene una recta de carga diferente con un punto *Q* distinto. Aunque los dos puntos *Q* pueden tener corrientes distintas, las tensiones son prácticamente idénticas. Ésta es la demostración visual de la regulación de tensión.

SEC. 5.8 DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS

El LED se utiliza mucho como indicador en instrumentos, calculadoras y otros equipos electrónicos. Combinando siete diodos LED en un mismo encapsulado, se obtiene un indicador de siete segmentos. Otro importante dispositivo optoelectrónico es el optoacoplador, el cual permite acoplar una señal entre dos circuitos aislados.

SEC. 5.9 EL DIODO SCHOTTKY

El tiempo de recuperación inverso es el tiempo que tarda un diodo en bloquearse después de que repentinamente se conmute de polarización directa a polarización inversa. Este período de tiempo puede ser de sólo unos pocos nanosegundos, pero establece un límite sobre la frecuencia máxima a la que puede trabajar un circuito rectificador. El diodo Schottky es un diodo especial con un tiempo de recuperación inverso de prácticamente cero, por lo que resulta útil a altas frecuencias donde son necesarios tiempos de conmutación cortos.

SEC. 5.10 EL VARACTOR

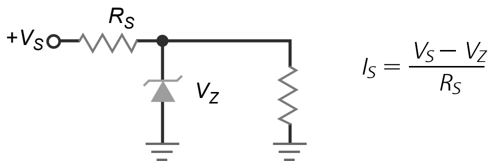
La anchura de la zona de deplexión aumenta con la tensión inversa. Esto se debe a que la capacidad de un varactor se puede controlar mediante la tensión inversa. Una aplicación común es la sintonización remota de equipos de radio y de televisión.

SEC. 5.11 OTROS DIODOS

Los varistores son útiles como supresores de transitorios. Los diodos de corriente constante mantienen la corriente constante en lugar de la tensión. Los diodos de recuperación en escalón se bloquean y generan un escalón de tensión rico en armónicos. Los diodos opuestos conducen mejor en inversa que en directa. Los diodos túnel presentan una resistencia negativa, que se puede emplear en los osciladores de alta frecuencia. Los diodos PIN utilizan una corriente de control cuando están polarizados en directa para cambiar su resistencia en circuitos de comunicaciones de RF y microondas.

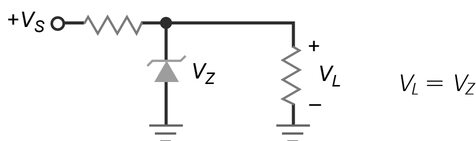
Derivaciones

(5.3) Corriente serie:



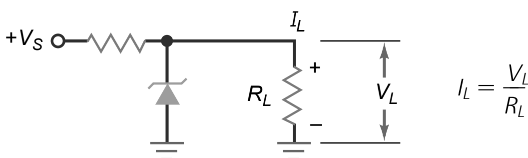
$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S}$$

(5.4) Tensión en la carga:



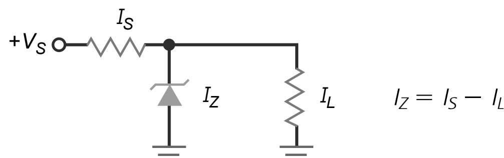
$$V_L = V_Z$$

(5.5) Corriente por la carga:



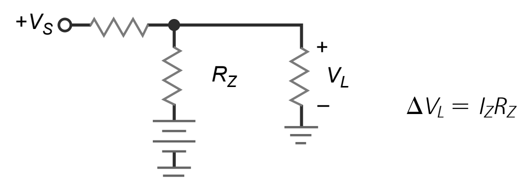
$$I_L = \frac{V_L}{R_L}$$

(5.6) Corriente del zener:



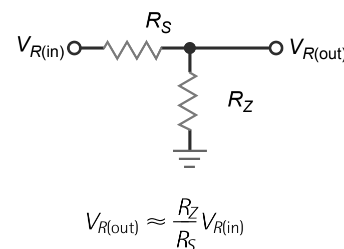
$$I_Z = I_S - I_L$$

(5.7) Variación de la tensión en la carga:



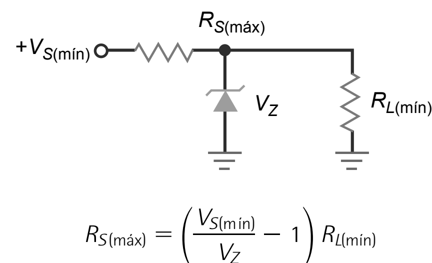
$$\Delta V_L = I_Z R_Z$$

(5.8) Rizado de salida:



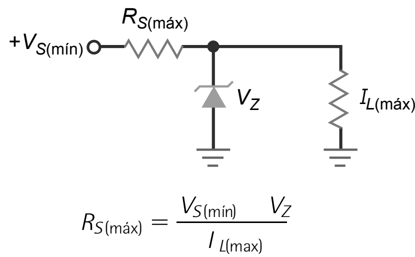
$$V_{R(out)} \approx \frac{R_Z}{R_S} V_{R(in)}$$

(5.9) Resistencia serie máxima:

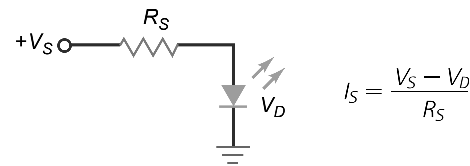


$$R_{S(máx)} = \left(\frac{V_{S(mín)}}{V_Z} - 1\right) R_{L(mín)}$$

(5.10) Resistencia serie máxima:



(5.13) Corriente del LED :



Cuestiones

1. **¿Qué es cierto sobre la tensión de disrupción en un diodo zener?**
   a. Disminuye cuando aumenta la corriente.
   b. Destruye el diodo.
   c. Es igual a la corriente por la resistencia.
   d. Es aproximadamente constante.

2. **¿Qué opción describe mejor a un diodo zener?**
   a. Es un diodo rectificador.
   b. Es un dispositivo de tensión constante.
   c. Es un dispositivo de corriente constante.
   d. Funciona en la región directa.

3. **Un diodo zener**
   a. es una batería
   b. tiene una tensión constante en la región de disrupción
   c. tiene una barrera de potencial de 1 V
   d. está polarizado en directa

4. **La tensión que cae en la resistencia del zener normalmente**
   a. es pequeña
   b. es grande
   c. se mide en voltios
   d. se resta de la tensión de disrupción

5. **Si en un regulador con carga la resistencia serie aumenta, la corriente del zener**
   a. disminuye
   b. permanece igual
   c. aumenta
   d. es igual a la tensión dividida entre la resistencia

6. **En la segunda aproximación, la tensión total que cae en el diodo zener es la suma de la tensión de disrupción y la tensión que cae en**
   a. la fuente
   b. la resistencia serie
   c. la resistencia del zener
   d. el diodo zener

7. **La tensión en la carga es aproximadamente constante cuando el diodo zener**
   a. está polarizado en directa
   b. está polarizado en inversa
   c. funciona en la región de disrupción
   d. no está polarizado

8. **En un regulador zener con carga, ¿cuál es la corriente más grande?**
   a. la corriente serie
   b. la corriente del zener
   c. la corriente de carga
   d. Ninguna de las anteriores

9. **Si la resistencia de carga aumenta en un regulador zener, la corriente del zener**
   a. disminuye
   b. permanece igual
   c. aumenta
   d. es igual a la tensión de la fuente dividida entre la resistencia serie.

10. **Si la resistencia de carga disminuye en un regulador zener, la corriente serie**
    a. disminuye
    b. permanece igual
    c. aumenta
    d. es igual a la tensión de la fuente dividida entre la resistencia serie.

11. **Cuando aumenta la tensión de la fuente en un regulador zener, ¿cuál de estas corrientes permanece aproximadamente constante?**
    a. la corriente serie
    b. la corriente del zener
    c. la corriente de carga
    d. la corriente total

12. **Si el zener de un regulador zener está conectado con la polaridad errónea, la tensión en la carga será próxima a**
    a. 0,7 V
    b. 10 V
    c. 14 V
    d. 18 V

13. **Cuando un diodo zener está trabajando por encima de la temperatura para la que está definida su máxima disipación de potencia**
    a. se destruirá de forma inmediata
    b. hay que disminuir su valor máximo de potencia
    c. hay que aumentar su valor máximo de potencia
    d. no se verá afectado.

14. **¿Cuál de los siguientes no indicará la tensión de disrupción de un diodo zener?**
    a. Una caída de tensión dentro del circuito
    b. Un trazador de curvas
    c. Un circuito de prueba polarizado en inversa
    d. Un multímetro digital

15. **A altas frecuencias, los diodos normales no funcionan correctamente debido a**
    a. la polarización directa
    b. la polarización inversa
    c. la disrupción
    d. el almacenamiento de cargas

16. **La capacidad de un diodo varactor aumenta cuando la tensión inversa que cae en él**
    a. disminuye

b. aumenta
c. entra en disrupción
d. almacena carga

17. La disrupción no destruirá un diodo zener, si proporciona una corriente de zener menor que
a. la tensión de disrupción
b. la corriente de prueba del zener
c. la corriente máxima del zener
d. la barrera de potencial

18. Comparado con un diodo rectificador de silicio, un LED tiene
a. una tensión directa menor y una tensión de disrupción menor
b. una tensión directa menor y una tensión de disrupción mayor
c. una tensión directa mayor y una tensión de disrupción menor
d. una tensión directa mayor y una tensión de disrupción mayor

19. Para mostrar el dígito 0 en un display de siete segmentos,
a. *C* debe estar apagado
b. *G* debe estar apagado
c. *F* debe estar encendido
d. Todos los segmentos tienen que estar encendidos

20. Normalmente, un fotodiodo
a. se polariza en directa
b. se polariza en inversa
c. no se polariza en directa ni en inversa
d. emite luz

21. Cuando la luz disminuye, la corriente inversa de portadores minoritarios en un fotodiodo
a. disminuye
b. aumenta
c. no se ve afectada
d. invierte du dirección

22. El dispositivo asociado con un condensador controlado por tensión es
a. un LED
b. un fotodiodo
c. un varactor
d. un diodo zener

23. Si la anchura de la zona de deplexión disminuye, la capacidad
a. disminuye
b. permanece igual
c. aumenta
d. es variable

24. Cuando la tensión inversa disminuye, la capacidad
a. disminuye
b. permanece igual
c. aumenta
d. tiene mayor ancho de banda

25. Normalmente, el varactor
a. se polariza en directa
b. se polariza en inversa
c. no se polariza
d. opera en la región de disrupción

26. El dispositivo que hay que emplear para rectificar una señal de alterna débil es un
a. diodo zener
b. LED
c. varistor
d. diodo opuesto

27. ¿Cuál de los siguientes dispositivos tiene una región de resistencia negativa?
a. diodo túnel
b. diodo de recuperación en escalón
c. diodo Schottky
d. optoacoplador

28. Un indicador de fusible fundido utiliza un
a. diodo zener
b. diodo de corriente constante
c. LED
d. diodo PIN

29. Para aislar un circuito de salida de un circuito de entrada, ¿qué dispositivo hay que utilizar?
a. diodo opuesto
b. optoacoplador
c. display de siete segmentos
d. diodo túnel

30. El diodo con una caída de tensión directa de, aproximadamente, 0,25 V es el
a. diodo de recuperación en escalón
b. diodo Schottky
c. diodo opuesto
d. diodo de corriente constante

31. Para funcionamiento normal, se usa polarización inversa con
a. un diodo zener
b. un fotodiodo
c. un varactor
d. Todos los anteriores

32. Cuando la corriente directa que fluye a través de un diodo PIN disminuye, su resistencia
a. aumenta
b. disminuye
c. permanece constante
d. no se puede determinar

Problemas

SEC. 5.1 EL DIODO ZENER

5.1 Un regulador zener con carga tiene una ten-sión de fuente de 24 V, una resistencia serie de 470 Ω y una tensión de zener de 15 V. ¿Cuál es la corriente del zener?

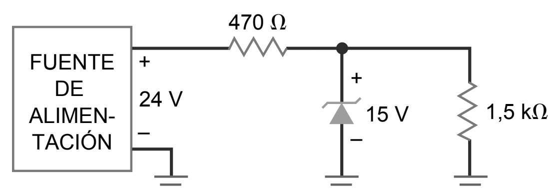
5.2 Si la fuente de tensión del Problema 5.1 varía de 24 a 40 V, ¿cuál será corriente máxima del zener?

5.3 Si la resistencia serie del Problema 5.1 tiene una tolerancia del ±5 por ciento, ¿cuál será la corriente máxima del zener?

SEC. 5.2 EL REGULADOR ZENER CON CARGA

5.4 Si el diodo zener de la Figura 5.40 se desconecta, ¿Cuál será la tensión en la carga?

Figura 5.40



5.5 Calcular las tres corrientes existentes en el circuito de la Figura 5.40.

5.6 Suponiendo una tolerancia del ±5 por ciento en las dos resistencias del circuito de la Figura 5.40, ¿cuál es la corriente máxima del zener?

5.7 Suponga que la tensión de la fuente de la Figura 5.40 puede variar de 24 a 40 V. ¿Cuál es la corriente máxima del zener?

5.8 El diodo zener de la Figura 5.40 se reemplaza por un 1N963B. ¿Cuáles serán la tensión en la carga y la corriente del zener?

5.9 Dibuje el esquemático de un regulador zener con una fuente de alimentación de 20 V, una resistencia serie de 330 Ω, una tensión de zener de 12 V y una resistencia de carga de 1 kΩ. ¿Cuáles serán la tensión en la carga y la corriente del zener?

SEC. 5.3 SEGUNDA APROXIMACIÓN DE UN DIODO ZENER

5.10 El diodo zener de la Figura 5.40 tiene una resistencia de zener de 14 Ω. Si la fuente de alimentación tiene un rizado de 1 V pp, ¿cuál será el rizado en la resistencia de carga?

5.11 Durante el día, la tensión alterna de la red eléctrica varía; esto hace que la salida de 24 V no regulada de la fuente de alimentación varíe entre 21,5 y 25 V. Si la resistencia del zener es de 14 Ω, ¿cuál será la variación de tensión en el rango indicado?

SEC. 5.4 PUNTO LÍMITE DE FUNCIONAMIENTO DE UN DIODO ZENER

5.12 Suponga que la tensión de alimentación de la Figura 5.40 disminuye de 24 a 0 V. En algún punto de esta disminución, el diodo zener dejará de regular. Halle la tensión de alimentación para la que se pierde la regulación.

5.13 En la Figura 5.40, la salida de tensión no regulada de la fuente de alimentación puede variar entre 20 y 26 V, y la resistencia de carga puede variar de 500 Ω a 1,5 kΩ. Bajo estas condiciones, ¿fallará el regulador zener? En caso afirmativo, ¿qué valor debería tener la resistencia serie?

5.14 La tensión no regulada de la Figura 5.40 puede variar entre 18 y 25 V, y la corriente por la carga puede variar desde 1 a 25 mA. Bajo estas condiciones, ¿dejará el regulador zener de proporcionar una correcta regulación? En caso afirmativo, ¿cuál es el valor máximo de R_S?

5.15 ¿Cuál es la resistencia de carga mínima que se puede utilizar en el circuito de la Figura 5.40 sin que el zener deje de regular?

SEC. 5.5 LECTURA DE UNA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

5.16 Un diodo zener tiene una tensión de 10 V y una corriente de 20 mA. ¿Cuál es la disipación de potencia?

5.17 Un 1N968 tiene una corriente de 5 mA. ¿cuál es la potencia?

5.18 ¿Cuál es la disipación de potencia en las resistencias y en el diodo zener de la Figura 5.40?

5.19 El diodo zener de la Figura 5.40 es un 1N4744A. ¿Cuál es la tensión mínima del zener? ¿Y la máxima?

5.20 Si la temperatura de trabajo de un diodo zener 1N4736A aumenta a 100°C, ¿cuál es la nueva limitación de potencia del diodo?

SEC. 5.6 DETECCIÓN DE AVERÍAS

5.21 En la Figura 5.40, ¿cuál es la tensión en la carga para cada una de las siguientes condiciones?

a. diodo zener cortocircuitado

b. diodo zener en abierto

c. resistencia serie en abierto

d. resistencia de carga cortocircuitada

5.22 Si se miden aproximadamente 18,3 V para la tensión de carga en el circuito de la Figura 5.40, ¿cuál cree que puede ser la avería?

5.23 Se miden 24 V en la carga del circuito de la Figura 5.40. Un óhmetro indica que el diodo zener está en abierto. Antes de reemplazar el zener, ¿qué se debería comprobar?

5.24 En la Figura 5.41, el LED no se enciende. ¿Cuáles de las siguientes averías son posibles?

a. El V130LA2 está en abierto.

b. La conexión a tierra entre los diodos de la izquierda del puente está en abierto.

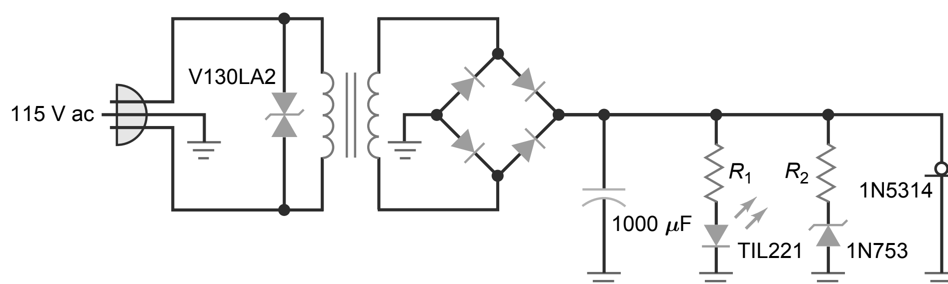
c. El condensador de filtro está en abierto.

d. El condensador de filtro está cortocircuitado.

e. El 1N5314 está en abierto.

f. El 1N5314 está cortocircuitado.

Figura 5.41



SEC. 5.8 DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS

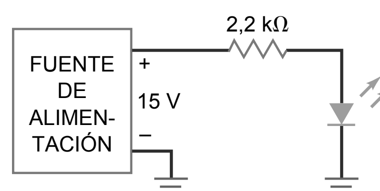
5.25 ¿Cuál es la corriente que circula por el LED del circuito de la Figura 5.42?

5.26 Si la tensión de alimentación de la Figura 5.42 aumenta a 40 V, ¿cuál es la corriente por el LED?

5.27 Si la resistencia disminuye a 1 kΩ, ¿cuál es la corriente por el LED en la Figura 5.42?

5.28 La resistencia de la Figura 5.42 disminuye hasta que la corriente a través del LED es igual a 13 mA. ¿Cuál es el valor de la resistencia?

Figura 5.42



Pensamiento crítico

5.29 El diodo zener de la Figura 5.40 tiene una resistencia de 14 Ω. ¿Cuál es la tensión en la carga si incluye R_Z en los cálculos ?

5.30 El diodo zener de la Figura 5.40 es un 1N4744A. Si la resistencia de carga varía entre 1 y 10 kΩ, ¿cuál será la tensión mínima en la carga? ¿Y la tensión máxima de carga? (utilice la segunda aproximación).

5.31 Diseñe un regulador zener que cumpla las siguientes especificaciones: tensión de carga igual a 6,8 V, tensión de fuente de 20 V y corriente de carga de 30 mA.

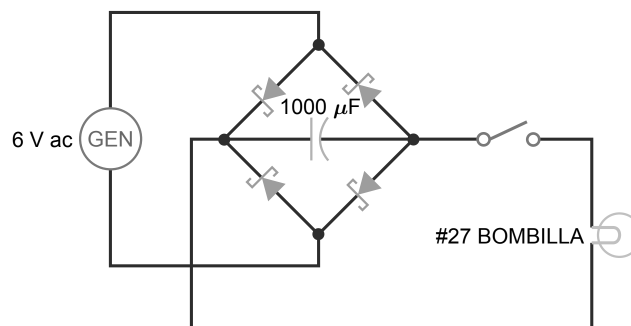
5.32 Un TIL312 es un indicador de siete segmentos. Cada segmento tiene una caída de tensión comprendida entre 1,5 y 2 V para 20 mA. La tensión de alimentación es de +5 V. Diseñe un display de siete segmentos controlado por conmutadores *on-off* que tengan una corriente máxima de 140 mA.

5.33 La tensión en el secundario de la Figura 5.41 es de 12,6 V rms cuando la tensión de línea es de 115 V rms. Durante el día, la tensión de la red varía en un ±10 por ciento. Las resistencias tienen tolerancias del ±5 por ciento. El 1N4733A tiene una tolerancia del ±5 por ciento y una resistencia zener de 7 Ω. Si R_2 es igual a 560 Ω, ¿cuál es el máximo valor posible de la corriente del zener en cualquier instante del día?

5.34 En la Figura 5.41, la tensión en el secundario es de 12,6 V rms, y la caída en cada uno de los diodos es de 0,7 V. El 1N5314 es un diodo de corriente constante con una corriente de 4,7 mA. La corriente por el LED es de 15,6 mA, y la corriente del zener es 21,7 mA. El condensador del filtro tiene una tolerancia del ±20 por ciento. ¿Cuál es el rizado máximo pico a pico?

5.35 La Figura 5.43 muestra parte de un sistema de iluminación de dos ciclos. Los diodos son de tipo Schottky. Utilice la segunda aproximación para calcular la tensión que cae en el condensador del filtro.

Figura 5.43



Detección de averías

La tabla de detección de averías mostrada en la Figura 5.44 enumera los valores de tensión en cada uno de los puntos del circuito y la condición del diodo D_1 para las averías del circuito T_1 hasta T_8. La primera fila especifica los valores que deberían obtenerse bajo condiciones de operación normales.

5.36 Localizar las averías 1 a 4 en la Figura 5.44.

5.37 Localizar las averías 5 a 8 en la Figura 5.44.

Figura 5.44 Detección de averías.

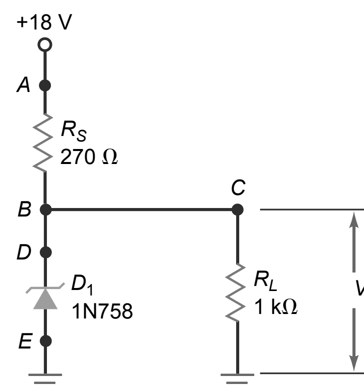


Figura 5.44 (continuación)

	V_A	V_B	V_C	V_D	D_1
OK	18	10,3	10,3	10,3	OK
*T*1	18	0	0	0	OK
*T*2	18	14,2	14,2	0	OK
*T*3	18	14,2	14,2	14,2	
*T*4	18	18	18	18	
*T*5	0	0	0	0	OK
*T*6	18	10,5	10,5	10,5	OK
*T*7	18	14,2	14,2	14,2	OK
*T*8	18	0	0	0	0

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un regulador zener y explíqueme cómo funciona y cuál es su propósito.
2. Dispongo de una fuente de alimentación que genera una salida de 25 V de continua. Deseo obtener tres salidas reguladas de aproximadamente 15 V; 15,7 V y 16,4 V. Muéstreme un circuito que genere estas salidas.
3. Tengo un regulador zener que durante el día deja de realizar la función de regulación. La tensión de la red de mi ciudad varía entre 105 y 125 V rms. Además, la resistencia de carga del regulador zener varía entre 100 Ω y 1 kΩ. Enumere algunas de las posibles razones por las que el regulador zener falla durante el día.
4. Esta mañana, he montado un indicador LED. A continuación, he conectado el LED y la alimentación, el LED no se ha encendido. He comprobado el LED y he descubierto que estaba en circuito abierto. He probado con otro LED y he obtenido los mismos resultados. Dígame algunas de las posibles razones por las que ocurre esto.
5. Tengo entendido que un varactor se puede utilizar para sintonizar un receptor de televisión. Dígame la idea básica sobre cómo se sintoniza un circuito resonante.
6. ¿Por qué utilizaría un optoacoplador en un circuito electrónico?
7. En un encapsulado estándar de plástico de un LED, cite dos formas de identificar el cátodo.
8. Explique las diferencias, si existen, entre un diodo rectificador y un diodo Schottky.
9. Dibuje un circuito como el de la Figura 5.4*a*, pero reemplace la fuente de continua por una fuente de alterna con un valor de pico de 40 V. Dibuje la gráfica de la tensión de salida para una tensión de zener de 10 V.

Respuestas al autotest

1. d **2.** b **3.** b **4.** a **5.** a **6.** c **7.** c **8.** a **9.** c **10.** b **11.** c
12. a **13.** b **14.** d **15.** d **16.** a **17.** c **18.** c **19.** b **20.** b **21.** a **22.** c
23. c **24.** c **25.** b **26.** d **27.** a **28.** c **29.** b **30.** b **31.** d **32.** a

Respuestas a los problemas prácticos

5.1 $I_S = 24{,}4$ mA

5.3 $I_S = 18{,}5$ mA; $I_L = 10$ mA; $I_Z = 8{,}5$ mA

5.5 V_{RL} = onda cuadrada de 8 Vpp

5.7 $V_L = 10{,}1$ V

5.8 $V_{R\,(out)} = 94$ mVpp

5.10 $R_{S\,(máx)} = 65\ \Omega$

5.11 $R_{S\,(máx)} = 495\ \Omega$

5.13 $R_S = 330\ \Omega$

5.14 $I_S = 27$ mA; $P = 7{,}2$ W

Capítulo 6

Transistores de unión bipolares

En 1951, William Schockley inventó el primer **transistor de unión**, un dispositivo semiconductor que puede amplificar señales electrónicas como las señales de radio y de televisión. El transistor ha llevado a inventar muchos otros dispositivos semiconductores, incluyendo el **circuito integrado (CI)**, un pequeño dispositivo que contiene miles de transistores miniaturizados. Las modernas computadoras y otros milagros electrónicos han sido posibles gracias a los circuitos integrados.

Este capítulo presenta el **transistor de unión bipolar (BJT),** el cual utiliza tanto electrones libres como huecos. La palabra *bipolar* quiere decir "dos polaridades". En los siguientes capítulos se verá cómo el BJT puede utilizarse como amplificador y como conmutador.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Describir las relaciones entre las corrientes de base, emisor y colector de un transistor de unión bipolar.
- Dibujar un diagrama del circuito en emisor común y etiquetar cada terminal, tensión y resistencia.
- Dibujar una curva característica hipotética y un conjunto de curvas de salida, etiquetando ambos ejes.
- Identificar las tres regiones de funcionamiento de la curva de salida de un transistor de unión bipolar.
- Calcular los valores de corriente y tensión del transistor en emisor común utilizando el transistor ideal y la segunda aproximación.
- Enumerar varios de los parámetros del transistor de unión bipolar que los técnicos deben utilizar.

Contenido del capítulo

Vocabulario

alfa de continua
base
beta de continua
circuito de conmutación
circuito integrado (CI)
colector
diodo de colector
diodo de emisor
disipador
emisor
emisor común (EC)
ganancia de corriente
parámetros *h*
región activa
región de corte
región de disrupción
región de saturación
resistencia térmica
transistor de unión
transistor de unión bipolar (BJT)
transistores de potencia
transistores de pequeña señal
transistores de montaje superficial

6.1 El transistor no polarizado

Un transistor tiene tres regiones dopadas, como se muestra en la Figura 6.1. La región inferior es el **emisor**, la región intermedia es la **base** y la región superior es el **colector**. En un transistor real, la región de la base es mucho más estrecha comparada con las regiones de colector y de emisor. El transistor de la Figura 6.1 es un *dispositivo npn* porque tiene una región *p* entre dos regiones *n*. Recuerde que los portadores mayoritarios son los electrones libres en un material de tipo *n* y los huecos en un material de tipo *p*.

Los transistores también se fabrican como dispositivos *pnp*. Un transistor *pnp* tiene una región *n* entre dos regiones *p*. Para evitar confusiones entre el transistor *npn* y el transistor *pnp*, nuestra exposición se centrará en el transistor *npn*.

INFORMACIÓN ÚTIL

En la tarde del 23 de diciembre de 1947, Walter H. Brattain y John Bardeen demostraron la función amplificadora del *primer* transistor en los laboratorios Bell Telephone Laboratories. El primer transistor se llamó *transistor de punto de contacto*, y fue el predecesor del transistor de unión inventado por Schockley.

INFORMACIÓN ÚTIL

El transistor de la Figura 6.1 a veces se denomina *transistor de unión bipolar*, o *BJT* (*bipolar junction transistor*). Sin embargo, la mayoría de las personas relacionadas con la industria electrónica todavía emplean sólo la palabra *transistor*, sobreentendiendo que se refieren al transistor de unión bipolar.

Niveles de dopaje

En la Figura 6.1 vemos que el emisor está fuertemente dopado. Por el contrario, la base sólo está ligeramente dopada. El nivel de dopaje del colector es intermedio, entre el fuerte dopaje del emisor y el ligero dopaje de la base. Físicamente, el colector es la más ancha de las tres regiones.

Diodos de emisor y de colector

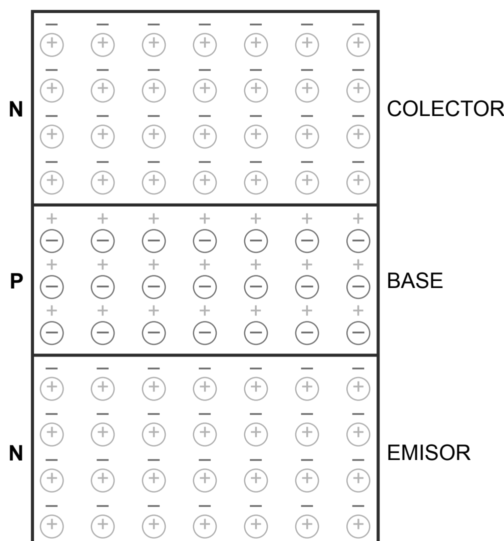
El transistor de la Figura 6.1 tiene dos uniones: una entre el emisor y la base, y otra entre el colector y la base, por lo que un transistor es como dos diodos en oposición. El diodo inferior es el *diodo emisor-base,* o simplemente **diodo de emisor**. El diodo superior es el *diodo colector-base,* o **diodo de colector**.

Antes y después de la difusión

La Figura 6.1 muestra las regiones del transistor antes de que tenga lugar la difusión. Como se ha visto en el Capítulo 2, los electrones libres en la región *n* se difundirán a través de la unión y se recombinarán con los huecos en la región *p*. Imagine los electrones libres de las regiones *n* atravesando la unión y recombinándose con los huecos.

El resultado son dos zonas de deplexión, como se muestra en la Figura 6.2. En cada una de las zonas de deplexión, la barrera de potencial es de aproximadamente 0,7 V a 25°C para un transistor de silicio (0,3 V a 25°C para un transistor de germanio). Como antes, vamos a hacer hincapié en los dispositivos de silicio ya que ahora su uso está mucho más extendido que el de los dispositivos de germanio.

Figura 6.1 Estructura de un transistor.



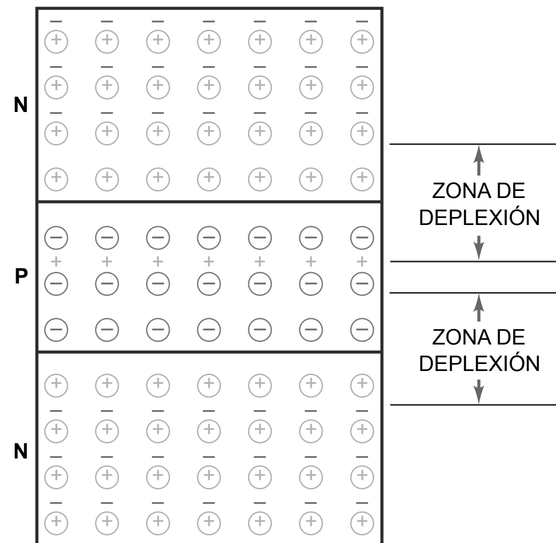


Figura 6.2 Zonas de deplexión.

6.2 El transistor polarizado

Un transistor no polarizado es como dos diodos en oposición. Cada diodo tiene una barrera de potencial de aproximadamente 0,7 V. Cuando se conectan al transistor fuentes de tensión externas, circularán corrientes a través de las distintas partes del transistor.

Electrones del emisor

La Figura 6.3 muestra un transistor polarizado. Los signos menos representan los electrones libres. El trabajo que rea-liza el emisor fuertemente dopado es el siguiente: emite o inyecta sus electrones libres en la base. La base ligeramente dopada también tiene un propósito bien definido: pasar los electrones inyectados por el emisor al colector. El colector debe su nombre precisamente a que recolecta la mayor parte de los electrones de la base.

La Figura 6.3 muestra la forma habitual de polarizar un transistor. La fuente de la izquierda, V_{BB}, de la Figura 6.3 polariza en directa el diodo de emisor y la fuente de la derecha, V_{CC}, polariza en inversa el diodo de colector. Aunque son posibles otros métodos de polarización, polarizar en directa el diodo de emisor y en inversa el diodo de colector es el que proporciona resultados más útiles.

Electrones de la base

En el instante en que se aplica la polarización directa al diodo de emisor de la Figura 6.3, los electrones del emisor todavía no han entrado en la región de la base. Si, en la Figura 6.3, V_{BB} es mayor que la barrera de potencial

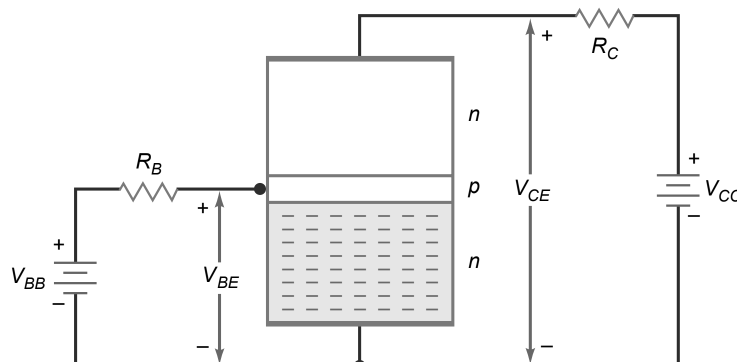


Figura 6.3 Transistor polarizado.

INFORMACIÓN ÚTIL

En un transistor, la zona de deplexión emisor-base es más estrecha que la zona de deplexión colector-base. La razón de ello puede atribuirse a los distintos niveles de dopaje de las regiones de emisor y de colector. Con un dopaje tan fuerte en la región de emisor, la penetración en el material *n* es mínima debido a la disponibilidad de muchos más electrones libres. Sin embargo, en el lado del colector, hay disponibles muy pocos electrones libres y se tiene que penetrar la zona de deplexión más profundamente con el fin de alcanzar la barrera de potencial.

emisor-base, los electrones del emisor entrarán en la bse, como se muestra en la Figura 6.4. En teoría, estos electrones libres pueden fluir en cualquiera de las dos direcciones: pueden desplazarse hacia la izquierda y salir de la base, pasando a través de R_B en el camino hacia el terminal positivo de la fuente, o pueden fluir hacia el colector.

¿Qué camino seguirán los electrones libres? La mayoría irán hacia el colector. ¿Por qué? Existen dos razones: la base está *ligeramente dopada* y es *muy estrecha.* "Ligeramente dopada" implica que los electrones libres tienen un tiempo de vida largo en la región de la base, que sea "muy estrecha" implica que los electrones libres sólo tienen que recorrer una distancia muy corta para alcanzar al colector.

Sólo unos pocos electrones libres se recombinarán con los huecos en la base ligeramente dopada de la Figura 6.4. Después, como electrones de valencia, fluirán a través de la resistencia de base hasta el terminal positivo de la fuente de alimentación V_{BB}.

Electrones del colector

Casi todos los electrones libres entran en el colector, como se muestra en la Figura 6.5. Una vez que están en el colector, se ven atraídos por la fuente de tensión V_{CC}, por lo que fluyen a través del colector y atraviesan R_C hasta alcanzar el terminal positivo de la tensión de alimentación del colector.

En resumen, lo que ocurre es lo siguiente: en la Figura 6.5, V_{BB} polariza en directa el diodo de emisor, forzando a los electrones libres del emisor a entrar en la base. La base es estrecha y está poco dopada, proporcionando el tiempo suficiente para que todos los electrones se difundan hasta el colector. Estos electrones atraviesan el colector, la resistencia R_C, y entran en el terminal positivo de la fuente de tensión V_{CC}.

Figura 6.4 El emisor inyecta electrones libres en la base.

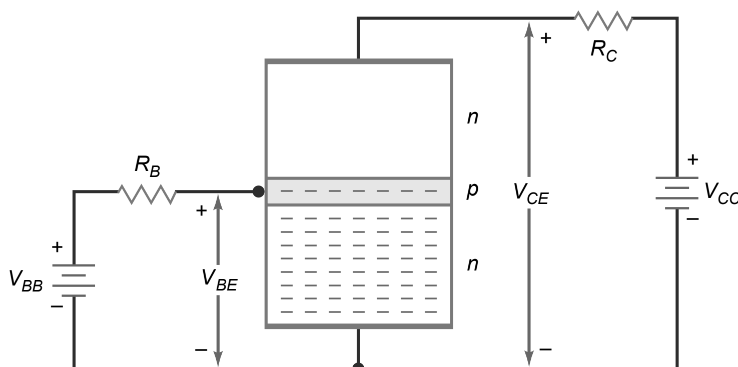
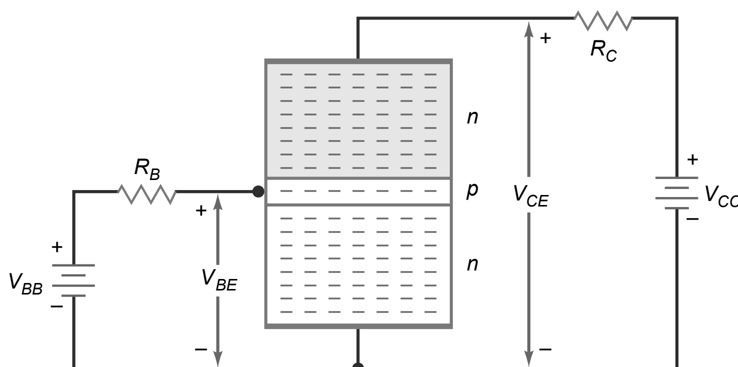


Figura 6.5 Los electrones libres de la base fluyen y entran en el colector.



6.3 Corrientes del transistor

Las Figuras 6.6*a* y 6.6*b* muestran el símbolo esquemático de un transistor *npn*. Si prefiere utilizar la dirección de la corriente convencional, utilice la Figura 6.6 *a.* Si prefiere la dirección del flujo de electrones, utilice la Figura 6.6*b.* En la Figura 6.6, se ilustran las tres corrientes diferentes que hay en un transistor: corriente de emisor I_E, corriente de base I_B y corriente de colector I_C.

Comparación de las corrientes

Dado que el emisor es la fuente de los electrones, es la corriente más grande. La mayor parte del flujo de electrones del emisor llega al colector, por lo que la corriente de colector es prácticamente igual que la corriente de emisor. En comparación, la corriente de base es muy pequeña, *a menudo menor que el 1 por ciento de la corriente de colector.*

Relación de corrientes

Recordemos la ley de Kirchhoff: la suma de todas las corrientes que entran en un punto o unión es igual a la suma de todas las corrientes que salen del punto o unión. Cuando se aplica a un transistor , la ley de las corrientes de Kirchhoff proporciona esta importante relación:

$$\boldsymbol{I_E = I_C + I_B} \quad \textbf{(6.1)}$$

Esto quiere decir que la corriente de emisor es igual a la suma de la corriente de colector y la corriente de base. Puesto que la corriente de base es muy pequeña, la corriente de colector es aproximadamente igual a la corriente de emisor:

$$I_C \approx I_E$$

y la corriente de base es mucho menor que la corriente de colector:

$$I_B << I_C$$

(*Nota:* << significa *mucho menor que*.)

La Figura 6.6*c* muestra el símbolo esquemático de un transistor *pnp* y sus corrientes. Observe que la dirección de las corrientes es la opuesta a la del transistor *npn*. Fíjese en que la Ecuación (6.1) sigue siendo cierta para las corrientes del transistor *pnp*.

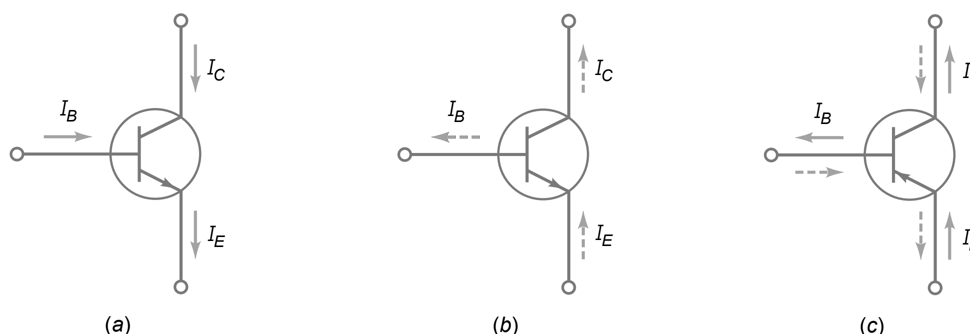
Alfa

El **alfa de continua** (symbolizada por α_{dc}) se define como la corriente continua de colector dividida entre la corriente continua de emisor:

$$\boldsymbol{\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E}} \quad \textbf{(6.2)}$$

Dado que la corriente de colector es prácticamente igual que la corriente de emisor, el alfa de continua es un poco menor que 1. Por ejemplo, en un transistor de baja potencia, el alfa de continua normalmente es mayor que 0,99. Incluso en un transistor de alta potencia, el alfa de continua normalmente es mayor que 0,95.

Figura 6.6 Tres corrientes de transistor. (*a*) Corriente convencional. (*b*) Flujo de electrones. (*c*) Corrientes en un transistor *pnp*.



Beta

La **beta de continua** (simbolizada por β_{dc}) de un transistor se define como la relación de la corriente continua de colector y la corriente continua de base:

$$\boldsymbol{\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}} \tag{6.3}$$

La beta de continua también se conoce como **ganancia de corriente** porque una corriente de base pequeña controla a una corriente de colector mucho más grande.

La ganancia de corriente es una importante ventaja de un transistor y ha llevado a todo tipo de aplicaciones. En los transistores de baja potencia (menos de 1 W), la ganancia de corriente normalmente está comprendida entre 100 y 300. Los transistores de alta potencia (por encima de 1 W) tienen usualmente ganancias de corriente comprendidas entre 20 y 100.

Dos derivaciones

La Ecuación (6.3) puede reordenarse para obtener dos formas equivalentes. La primera es, cuando se conoce el valor de β_{dc} e I_B, se puede calcular la corriente de colector como sigue:

$$\boldsymbol{I_C = \beta_{dc} I_B} \tag{6.4}$$

Segundo, cuando se tiene el valor de β_{dc} e I_C, se puede calcular la corriente de base como sigue:

$$\boldsymbol{I_B = \frac{I_C}{\beta_{dc}}} \tag{6.5}$$

Ejemplo 6.1

Un transistor tiene una corriente de colector de 10 mA y una corriente de base de 40 μA. ¿Cuál es la ganancia de corriente del transistor?

SOLUCIÓN Dividimos la corriente de colector entre la corriente de base y obtenemos:

$$\beta_{dc} = \frac{10 \text{ mA}}{40\ \mu\text{A}} = 250$$

PROBLEMA PRÁCTICO 6.1 ¿Cuál es la ganancia de corriente del transistor del Ejemplo 6.1 si su corriente de base es de 50 μA?

Ejemplo 6.2

Un transistor tiene una ganancia de corriente de 175. Si la corriente de base es 0,1 mA, ¿cuál es la corriente de colector?

SOLUCIÓN Multiplicamos la ganancia de corriente por la corriente de base para obtener:

$$I_C = 175(0{,}1 \text{ mA}) = 17{,}5 \text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 6.2 Hallar I_C en el Ejemplo 6.2 si $\beta_{dc} = 100$.

Ejemplo 6.3

Un transistor tiene una corriente de colector de 2 mA. Si la ganancia de corriente es 135, ¿cuál es la corriente de base?

SOLUCIÓN Dividimos la corriente de colector entre la ganancia de corriente y obtenemos:

$$I_B = \frac{2 \text{ mA}}{135} = 14{,}8\ \mu\text{A}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 6.3 Si $I_C = 10$ mA en el Ejemplo 6.3, hallar la corriente de base del transistor.

6.4 La conexión en emisor común

Las siguientes son tres formas de conectar un transistor: en emisor común (EC), en colector común (CC) o en base común (BC). Las conexiones en CC y en BC se verán en capítulos poesteriores. En este capítulo, vamos a centrarnos en la conexión en emisor común, ya que es la más utilizada.

Emisor común

En la Figura 6.7*a*, el lado común o tierra de cada una de las fuentes de tensión está conectada al emisor . Por ello, el circuito se denomina conexión en **emisor común (EC)**. El circuito tiene dos mallas: la malla de la izquierda es la malla de la base y la de la derecha es la malla de colector.

En la malla de base, la fuente V_{BB} polariza en directa al diodo de emisor con R_B como resistencia limitadora de corriente. Cambiando V_{BB} o R_B, podemos cambiar la corriente de base y, por tanto, cambiar la corriente de colector. En otras palabras, *la corriente de base controla la corriente de colector.* Esto es importante: significa que una corriente pequeña (de base) controla una corriente grande (de colector).

En la malla de colector, una tensión de fuente V_{CC} polariza en inversa al diodo de colector a través de R_C. La tensión de alimentación V_{CC} debe polarizar en inversa el diodo de colector como se muestra, o de lo contrario, el transistor no funcionará apropiadamente. Dicho de otra manera, el colector debe ser positivo en la Figura 6.7*a* para recolectar la mayor parte de los electrones libres inyectados en la base.

En la Figura 6.7*a*, el flujo de la corriente de base en la malla izquierda genera una tensión en la resistencia de base R_B con la polaridad indicada. De forma similar, el flujo de la corriente de colector en la malla derecha genera una tensión en la resistencia de colector R_C con la polaridad indicada.

Dobles subíndices

En los circuitos de transistor se utiliza la notación de doble subíndice. Cuandos los subíndices son iguales, la tensión representa a una fuente de alimentación (V_{BB} y V_{CC}). Cuando los subíndices son distintos, representan la tensión entre los dos puntos especificados (V_{BE} y V_{CE}).

Por ejemplo, los subíndices de V_{BB} son iguales, luego V_{BB} es la fuente de tensión de la base. De forma similar, V_{CC} es la fuente de tensión de colector. Por otro lado, V_{BE} es la tensión entre los puntos *B* y *E,* es decir, entre la base y el emisor. Del mismo modo, V_{CE} es la tensión entre los puntos *C* y *E*, es decir, entre el colector y el emisor.

Subíndices simples

Los subíndices simples se emplean para designar las tensiones de nodo; es decir, tensiones entre el punto especificado por el subíndice y tierra. Por ejemplo, si dibujamos de nuevo la Figura 6.7*a* con conexiones a tierra, obtenemos la Figura 6.7*b.* La tensión V_B es la tensión entre la base y tierra, la tensión V_C es la tensión entre el colector y tierra y V_E es la tensión entre el emisor y tierra (en este circuito, V_E es cero).

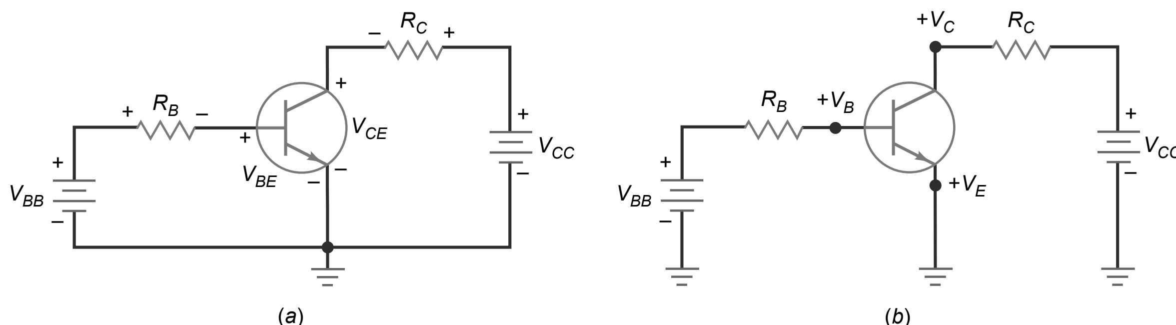
Podemos calcular una tensión con doble subíndice (siendo los subíndices diferentes) restando las tensiones de subíndice simple correspondientes. He aquí tres ejemplos:

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$V_{CB} = V_C - V_B$$

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

Figura 6.7 Conexión en emisor común. (*a*) Circuito básico. (*b*) Circuito con conexiones a tierra.



De este modo, se pueden calcular las tensiones de doble subíndice en cualquier circuito de transistor. Dado que V_E es cero en la conexión en emisor común (Figura 6.7*b*), las tensiones resultan:

$$V_{CE} = V_C$$

$$V_{CB} = V_C - V_B$$

$$V_{BE} = V_B$$

6.5 Curva característica de entrada

¿A qué le recuerda la gráfica de I_B en función de V_{BE}? Es parecida a la gráfica de un diodo ordinario, como la mostrada en la Figura 6.8*a*. ¿Y por qué no iba a ser así? Se trata de un diodo de emisor polarizado en directa, por lo que es lógico obtener la gráfica habitual del diodo de la corriente en función de la tensión. Esto implica que podemos utilizar cualquiera de las aproximaciones del diodo estudiadas anteriormente.

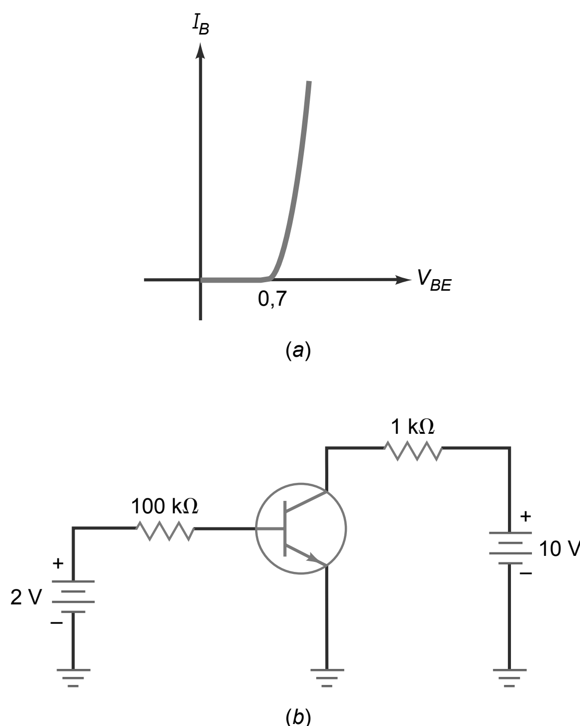
Aplicando la ley de Ohm a la resistencia de la base en el circuito de la Figura 6.7 *b* obtenemos esta derivación:

$$\boldsymbol{I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}} \qquad \textbf{(6.6)}$$

Si utilizamos un diodo ideal, $V_{BE} = 0$. Con la segunda aproximación, $V_{BE} = 0{,}7$ V.

En la mayoría de las ocasiones, comprobaremos que la segunda aproximación es el mejor compromiso entre la velocidad de utilizar el diodo ideal y la precisión de las aproximaciones de orden superior Todo lo que hay que recordar para la segunda aproximación es que V_{BE} es 0,7 V, como se muestra en la Figura 6.8*a*.

Figura 6.8 (*a*) Curva del diodo. (*b*) Ejemplo.



Ejemplo 6.4

Utilizando la segunda aproximación, calcule la corriente de base en el circuito de la Figura 6.8 *b*. ¿Cuál es la tensión en la resistencia de base? ¿Y la corriente de colector si $\beta_{dc} = 200$?

SOLUCIÓN La tensión de la fuente de alimentación de 2 V polariza en directa al diodo de emisor a través de la resistencia limitadora de corriente de 100 kΩ. Dado que en el diodo de emisor caen 0,7 V, la tensión en la resistencia de base es:

$$V_{BB} - V_{BE} = 2\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 1{,}3\text{ V}$$

La corriente a través de la resistencia de base es:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{1{,}3\text{ V}}{100\text{ k}\Omega} = 13\,\propto\text{A}$$

Con una ganancia de corriente de 200, la corriente de colector es:

$$I_C = \beta_{dc} I_B = (200)(13\ \mu\text{A}) = 2{,}6\text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 6.4 Repita el Ejemplo 6.4 utilizando una tensión de alimentación $V_{BB} = 4$ V.

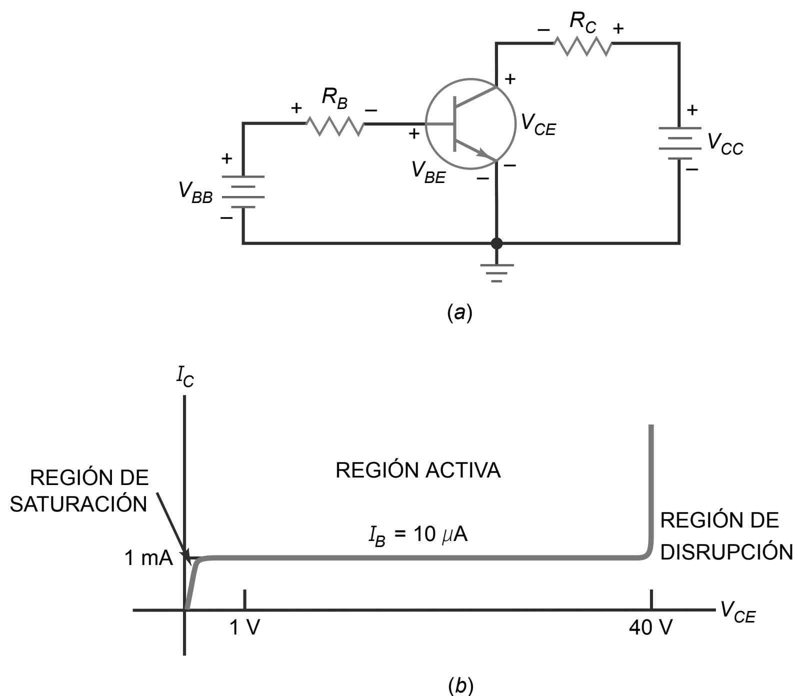
6.6 Curvas de colector

En circuito de la Figura 6.9*a*, ya sabemos cómo calcular la corriente de base. Puesto que V_{BB} polariza en directa al diodo de emisor, todo lo que tenemos que calcular es la corriente a través de la resistencia de base R_B. Volvamos ahora nuestra atención sobre la malla de colector.

Podemos variar V_{BB} y V_{CC} en la Figura 6.9 *a* para generar diferentes tensiones y corrientes de transistor . Midiendo I_C y V_{CE}, podemos obtener los datos de una gráfica de I_C en función de V_{CE}.

Por ejemplo, supongamos que cambiamos V_{BB} para poder obtener una corriente $I_B = 10\ \mu$A. Teniendo este valor fijo de la corriente de base, podemos variar ahora V_{CC} y medir I_C y V_{CE}. Dibujando estos datos se obtiene la gráfica mostrada en la Figura 6.9*b*, (*nota:* esta gráfica es para un 2N3904, un transistor de baja potencia ampliamente utilizado). Con otros transistores, estos datos pueden variar, pero la forma de la curva será similar.

Figura 6.9 (*a*) Circuito básico de transistor. (*b*) Curva de colector.



Cuando V_{CE} es cero, el diodo de colector no está polarizado en directa. Por esto, la gráfica muestra una corriente de colector de cero cuando V_{CE} es cero. Cuando V_{CE} aumenta desde cero, la corriente de colector crece de forma abrupta como se ve en la Figura 6.9*b*. Cuando V_{CE} es igual a unas pocas décimas de voltio, la corriente de colector se hace *casi constante* e igual a 1 mA.

La región de corriente constante de la Figura 6.9*b* está relacionada con nuestra anterior explicación del funcionamiento del transistor. Después de que el diodo de colector pase a estar polarizado en inversa, se recolectan todos los electrones que llegan a la zona de deplexión. Además, el aumento de V_{CE} no puede aumentar la corriente de colector. ¿Por qué? Porque el colector sólo puede absorber aquellos electrones libres que el emisor inyecta en la base. El número de electrones inyectados sólo depende del circuito de la base, no del circuito de colector. Ésta es la razón por la que la Figura 6.9*b* muestra una corriente de colector constante entre una tensión V_{CE} menor que 1 V hasta una V_{CE} de 40 V.

Si V_{CE} es mayor que 40 V, el diodo de colector entra en disrupción y se sale del funcionamiento normal del transistor. El transistor no puede operar en la región de disrupción. Por esta razón, uno de los parámetros limitadores que hay que consultar en la hoja de características de un transistor es la tensión de disrupción colector-emisor $V_{CE(\text{máx})}$. Si el transistor entra en disrupción, se destruirá.

Potencia y tensión de colector

La ley de las tensiones de Kirchhoff establece que la suma de las tensiones alrededor de una malla o camino cerrado es igual a cero. Cuando se aplica al circuito de colector de la Figura 6.9*a*, la ley de las tensiones de Kirchhoff nos proporciona esta derivación:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (6.7)$$

Esto quiere decir que la tensión colector-emisor es igual a la tensión de alimentación del colector menos la tensión que cae en la resistencia de colector.

En la Figura 6.9*a*, el transistor tiene una disipación de potencia de aproximadamente:

$$P_D = V_{CE} I_C \quad (6.8)$$

Lo que significa que la potencia del transistor es igual a la tensión colector-emisor por la corriente de colector. Esta disipación de potencia hace que la temperatura de la unión del diodo de colector aumente. Cuanto mayor es la potencia, más alta es la temperatura de la unión.

Los transistores se quemarán cuando la temperatura de la unión se encuentre entre 150 y 200°C. Uno de los parámetros más importantes especificados en una hoja de características es la potencia máxima $P_{D(\text{máx})}$. La disipación de potencia dada por la Ecuación (6.8) tiene que ser menor que $P_{D(\text{máx})}$. En caso contrario, el transistor se destruirá.

Regiones de operación

La curva de la Figura 6.9*b* presenta diferentes regiones en las que el funcionamiento del transistor varía. La primera de ellas es la región intermedia donde V_{CE} toma valores entre 1 y 40 V, y tiene lugar el funcionamiento normal del transistor. En esta región, el diodo de emisor está polarizado en directa y el diodo de colector está polarizado en inversa. Además, el colector captura casi todos los electrones que el emisor ha inyectado en la base. Por esta razón, los cambios en la tensión del colector no tienen efecto en la corriente de colector. Esta región es la **región activa**. Gráficamente, la región activa es la parte horizontal de la curva. En otras palabras, la corriente de colector es *constante* en esta región.

Otra región de operación es la **región de disrupción**. El transistor nunca debería funcionar en esta región porque se destruiría. A diferencia del diodo zener, que está optimizado para trabajar en la zona de disrupción, el transistor no está preparado para operar en esta región.

La tercera es la parte creciente de la curva, donde V_{CE} toma valores entre 0 V y unas décimas de voltio. Esta parte de la curva define la **región de saturación**. En esta región, el diodo de colector no tiene la suficiente tensión positiva como para capturar todos los electrones libres inyectados en la base. En esta región, la corriente de base I_B es mayor que la normal y la ganancia de corriente β_{dc} es menor que la normal.

Más curvas

Si medimos I_B y V_{CE} para $I_B = 20\ \mu A$, podemos dibujar la segunda curva de la Figura 6.10. La curva es similar a la primera, excepto en que la corriente de colector es de 2mA en la región activa. De nuevo, la corriente de colector es constante en la región activa.

Si dibujamos varias curvas para diferentes corrientes de base, obtenemos un conjunto de curvas de colector como las mostradas en la Figura 6.10. Otra forma de obtener este conjunto de curvas es mediante un *trazador de*

curvas (un instrumento de pruebas que permite visualizar I_C en función de V_{CE} para un transistor). En la región activa de la Figura 6.10, cada corriente de colector es 100 veces mayor que la correspondiente corriente de base. Por ejemplo, la curva superior tiene una corriente de colector de 7 mA y una corriente de base de 70 μA. Esto proprociona una ganancia de corriente de:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{7 \text{ mA}}{70 \ \mu\text{A}} = 100$$

Si hace la prueba con cualquier otra curva, obtendrá el mismo resultado: una ganancia de corriente de 100.

Con otros transistores, la ganancia de corriente puede ser diferente de 100, pero la forma de las curvas será similar. Todos los transistores tienen una región activa, una región de saturación y una región de disrupción. La región activa es la más importante porque es en ella donde es posible la amplificación de señales.

INFORMACIÓN ÚTIL

Cuando se visualizan la curvas de colector de la Figura 6.10 en un trazador de curvas, realmente se puede apreciar una ligera pendiente creciente a medida que V_{CE} aumenta. Este crecimiento es el resultado de que la región de base comience a hacerse un poco más pequeña cuando V_{CE} aumenta (a medida que V_{CE} aumenta, la zona de deplexión colector-base se hace más ancha y la región de la base más estrecha). Con una región de base más pequeña, hay menos huecos disponibles para la recombinación. Dado que cada curva representa una corriente de base constante, el efecto es un incremento en la corriente de colector.

Región de corte

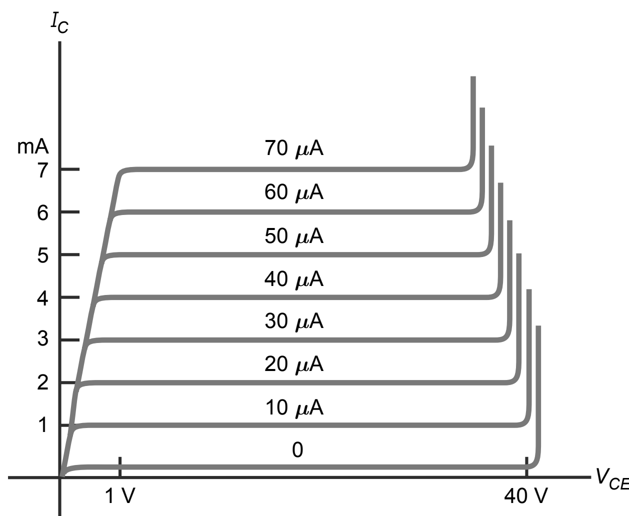
La curva inferior de la Figura 6.10 es una curva inesperada: representa una cuarta región de operación. Observe que la corriente de base es cero, pero existe una pequeña corriente de colector. En un trazador de curvas, esta corriente normalmente no es tan pequeña como para no poder verla y aquí se ha exagerado al dibujarla más grande de lo que es habitual. Esta curva de la parte inferior es la **región de corte** del transistor y la pequeña corriente de colector se denomina *corriente de corte de colector.*

¿Por qué existe esta corriente de corte de colector? Porque el diodo de colector presenta una corriente inversa de portadores minoritarios y una corriente de fugas superficial. En un circuito bien diseñado, la corriente de corte de colector es lo suficientemente pequeña como para poder ignorarla. Por ejemplo, un 2N3904 presenta una corriente de corte de colector de 50 nA. Si la corriente de colector real es 1 mA, ignorar una corriente de corte de colector de 50 nA dará lugar a un error en los cálculos menor que el 5 por ciento.

Resumen

Un transistor tiene cuatro regiones de operación distintas: *activa, corte, saturación* y *disrupción.* Cuando se emplean transistores para amplificar señales débiles, estos trabajan en la región activa. Algunas veces, la región

Figura 6.10 Conjunto de curvas de colector.

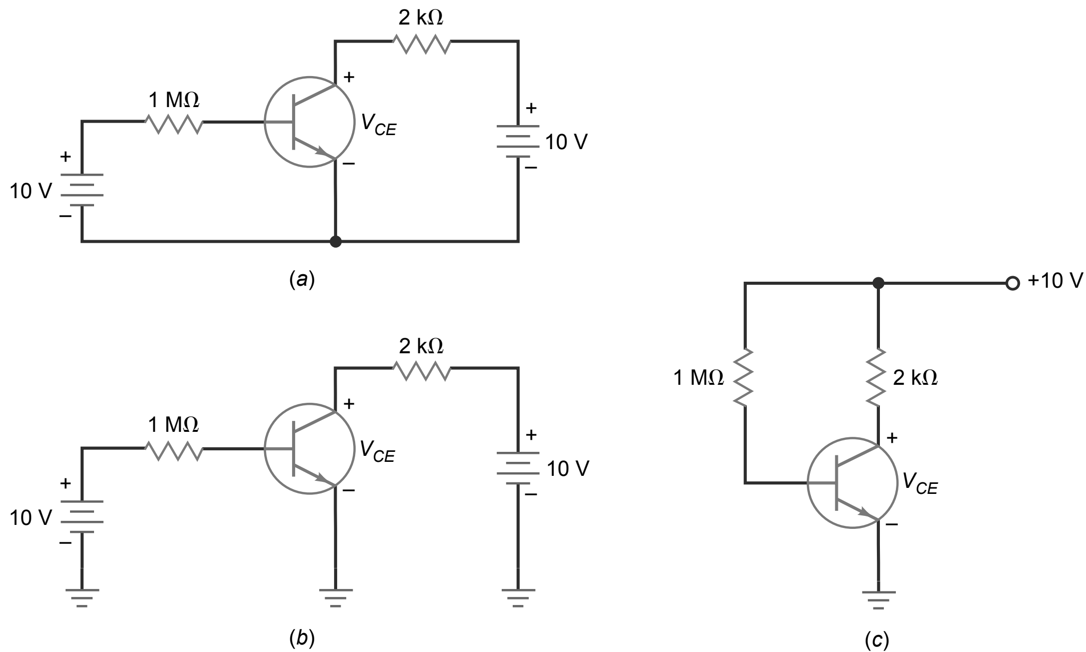


activa se denomina *región lineal*, porque las variaciones en la señal de entrada producen variaciones proporcionales en la señal de salida. Las regiones de saturación y de corte resultan útiles en los circuitos digitales y de computadoras, y se conocen como **circuitos de conmutación**.

Ejemplo 6.5

El transistor de la Figura 6.11*a* tiene $\beta_{dc} = 300$. Calcular I_B, I_C, V_{CE} y P_D.

Figura 6.11 Circuito de transistor. (*a*) Esquemático básico. (*b*) Circuito con conexiones a tierra. (*c*) Esquemático simplificado.



SOLUCIÓN La Figura 6.11*b* muestra el mismo circuito que la Figura 6.1l*a* con conexiones a tierra. La corriente de base es:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{M}\Omega} = 9{,}3\ \mu\text{A}$$

La corriente de colector es:

$$I_C = \beta_{dc} I_B = (300)(9{,}3\ \mu\text{A}) = 2{,}79\ \text{mA}$$

y la tensión colector-emisor es:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10\ \text{V} - (2{,}79\ \text{mA})(2\ \text{k}\Omega) = 4{,}42\ \text{V}$$

La disipación de potencia en el colector es:

$$P_D = V_{CE} I_C = (4{,}42\ \text{V})(2{,}79\ \text{mA}) = 12{,}3\ \text{mW}$$

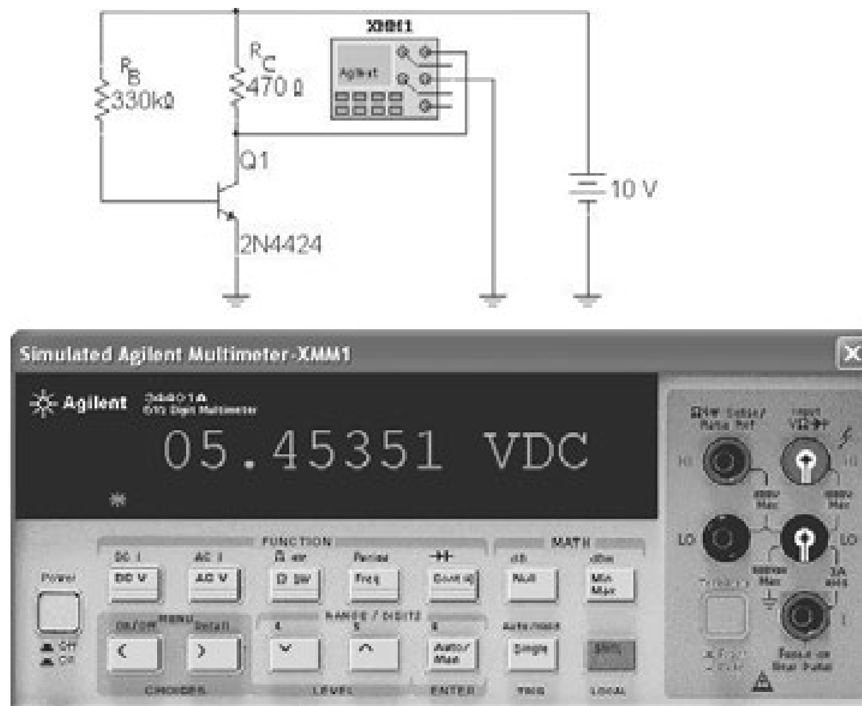
Cuando las tensiones de alimenación de base y de colector son iguales, como en la Figura 6.1 1*b*, el circuito se puede representar de una forma más simple como se ve en la Figura 6.11*c*.

PROBLEMA PRÁCTICO 6.5 Cambie el valor de R_B a 680 kΩ y repita el Ejemplo 6.5.

Ejemplo 6.6

La Figura 6.12 muestra un circuito de transistor creado en la pantalla de una computadora utilizando un software de simulación de circuitos. Calcule la ganancia de corriente del 2N4424.

Figura 6.12 Circuito del simulador de circuitos para calcular la ganancia de corriente del 2N4424.



SOLUCIÓN En primer lugar, calculamos la corriente de base como sigue:

$$I_B = \frac{10\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{330\text{ k}\Omega} = 28{,}2\ \mu\text{A}$$

A continuación necesitamos calcular la corriente de colector . Puesto que el multímetro indica una tensión de colector-emisor de 5,45 V (valor redondeado), la tensión en la resistencia de colector es:

$$V = 10\text{ V} - 5{,}45\text{ V} = 4{,}55\text{ V}$$

Puesto que la corriente de colector fluye a través de la resistencia de colector, podemos utilizar la ley de Ohm para obtener la corriente de colector:

$$I_C = \frac{4.55\text{ V}}{470\,\Omega} = 9{,}68\text{ mA}$$

Ahora podemos calcular la ganancia de corriente:

$$\beta_{\text{dc}} = \frac{9{,}68\,\text{mA}}{28{,}2\,\mu\text{A}} = 343$$

El 2N4424 es un ejemplo de transistor con una ganancia de corriente alta. El rango típico de β_{dc} para los transistores de pequeña señal es de 100 a 300.

PROBLEMA PRÁCTICO 6.6 Utilizando un software de simulación de circuitos cambie el valor de la resistencia de base de la Figura 6.12 a 560 kΩ y calcule la ganancia de corriente del 2N4424.

6.7 Aproximaciones del transistor

La Figura 6.13*a* muestra un transistor. La tensión V_{BE} aparece en el diodo de emisor y una tensión V_{CE} aparece en los terminales de colector-emisor. ¿Cuál es el circuito equivalente de este transistor?

Aproximación ideal

La Figura 6.13*b* muestra la aproximación ideal de un transistor. Podemos ver el diodo de emisor como un diodo ideal. En este caso, $V_{BE} = 0$. Podemos calcular la corriente de base rápida y fácilmente. Este circuito equivalente se utiliza a menudo para la detección de averías cuando se necesita conocer una aproximación de la corriente de base.

Como se muestra en la Figura 6.13 *b*, el lado del colector del transistor se comporta como una fuente de corriente que bombea una corriente de colector de valor $\beta_{dc}I_B$ a través de la resistencia de colector. Por tanto, después de calcular la corriente de base, podemos multiplicar por la ganancia de corriente para obtener la corriente de colector.

INFORMACIÓN ÚTIL

Frecuentemente, el transistor bipolar se utiliza como fuente de corriente constante.

La segunda aproximación

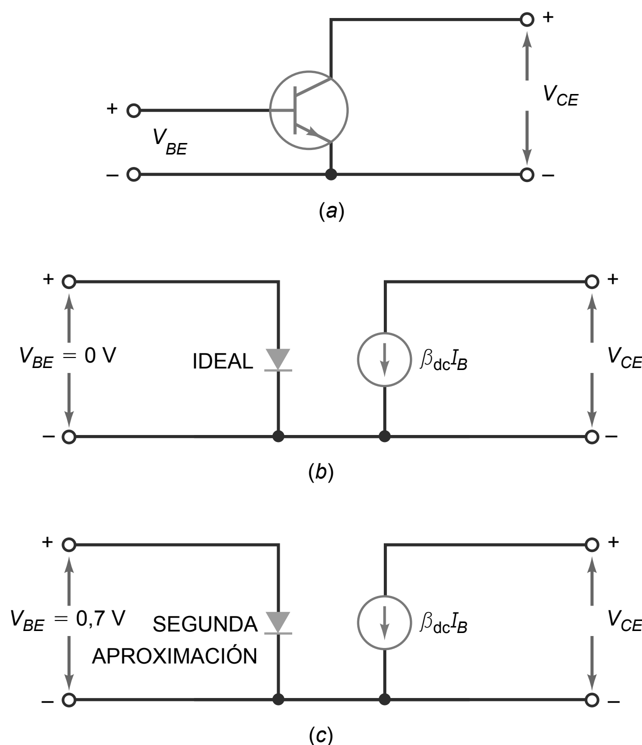
La Figura 6.13*c* muestra la segunda aproximación de un transistor. Esta aproximación es la que se usa más frecuentemente porque puede mejorar significativamente el análisis cuando la tensión de alimentación de la base es pequeña.

Ahora vamos a aplicar la segunda aproximación de un diodo para calcular la corriente de base. En los transistores de silicio, esto significa que $V_{BE} = 0{,}7$ V (para transistores de germanio, $V_{BE} = 0{,}3$ V). Con la segunda aproximación, las corrientes de base y de colector serán ligeramente menores que sus valores ideales.

Aproximaciones de orden superior

La resistencia interna del diodo de emisor comienza a ser importante sólo en las aplicaciones de alta potencia en las que las corrientes son grandes. El efecto de la resistencia interna en el diodo de emisor es incrementar el valor de V_{BE} por encima de 0,7 V. Por ejemplo, en algunos circuitos de alta potencia, la tensión V_{BE} que cae en el diodo base-emisor puede ser mayor de 1 V.

Figura 6.13 Aproximaciones del transistor. (*a*) Dispositivo original. (*b*) Aproximación ideal. (*c*) Segunda aproximación.

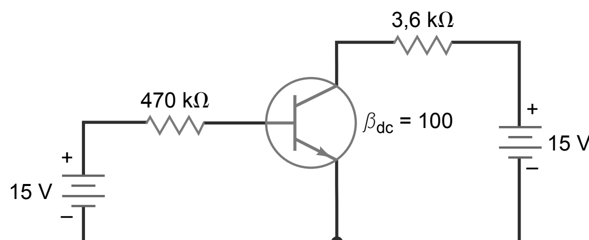


Asimismo, la resistencia interna del diodo de colector puede tener un efecto significativo en algunos diseños. Además de las resistencias internas de emisor y colector, un transistor tiene otros muchos efectos de orden superior que hacen que los cálculos manuales sean tediosos y lleven mucho tiempo. Por esta razón, los cálculos empleando aproximaciones superiores a la segunda deben realizarse por computadora.

Ejemplo 6.7

¿Cuál es la tensión colector-emisor en la Figura 6.14? Utilice el transistor ideal.

Figura 6.14 Ejemplo.



SOLUCIÓN Un diodo de emisor ideal quiere decir que:

$$V_{BE} = 0$$

Por tanto, la tensión total en R_B es 15 V. De acuerdo con la ley de Ohm:

$$I_B = \frac{15\text{ V}}{470\text{ k}\Omega} = 31{,}9\ \mu\text{A}$$

La corriente de colector es igual a la ganancia de corriente por la corriente de base:

$$I_C = 100(31{,}9\ \mu\text{A}) = 3{,}19\text{ mA}$$

A continuación, calculamos la tensión colector-emisor. Es igual a la tensión de alimentación de colector menos la caída de tensión en la resistencia de colector:

$$V_{CE} = 15\text{ V} - (3{,}19\text{ mA})(3{,}6\text{ k}\Omega) = 3{,}52\text{ V}$$

En un circuito como el de la Figura 6.14, conocer el valor de la corriente de emisor no es importante, por lo que la mayoría de la gente no suele calcular esta magnitud. Pero, puesto que esto es un ejemplo, vamos a calcularla. Es igual a la suma de la corriente de colector y la corriente de base:

$$I_E = 3{,}19\text{ mA} + 31{,}9\ \mu\text{A} = 3{,}22\text{ mA}$$

Este valor es extremadamente próximo al valor de la corriente de colector, lo que constituye otra de las razones para no calcularla. La mayoría afirmaría que la corriente de emisor es aproximadamente igual a 3,19 mA, el valor de la corriente de colector.

Ejemplo 6.8

¿Cuál es la tensión colector-emisor en el circuito de la Figura 6.14 si se aplica la segunda aproximación?

SOLUCIÓN Veamos cómo podríamos calcular las corrientes y las tensiones del circuito de la Figura 6.14 aplicando la segunda aproximación. La tensión que cae en el diodo de emisor es:

$$V_{BE} = 0{,}7\text{ V}$$

Por tanto, la tensión total que cae en R_B es 14,3 V, la diferencia entre 15 y 0,7 V. La corriente de base es:

$$I_B = \frac{14{,}3\text{ V}}{470\text{ k}\Omega} = 30{,}4\ \mu\text{A}$$

La corriente de colector es igual a la ganancia de corriente por la corriente de base:

$$I_C = 100(30{,}4\ \mu\text{A}) = 3{,}04\text{ mA}$$

La tensión colector-emisor es igual a:

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (3{,}04 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 4{,}06 \text{ V}$$

La mejora que se obtiene con este resultado en comparación con el caso ideal es de aproximadamente medio voltio: 4,06 frente a 3,52 V. ¿Es importante este medio voltio? Depende de si estamos localizando averías, diseñando, etc.

Ejemplo 6.9

Suponga que se mide una tensión V_{BE} de 1 V. ¿Cuál es la tensión colector-emisor en el circuito de la Figura 6.14?

SOLUCIÓN La tensión total que cae en R_B es 14 V, la diferencia entre 15 y 1 V. La ley de Ohm nos dice que la corriente de base es:

$$I_B = \frac{14 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 29{,}8 \text{ }\mu\text{A}$$

La corriente de colector es igual a la ganancia de corriente por la corriente de base:

$$I_C = 100(29{,}8 \text{ }\mu\text{A}) = 2{,}98 \text{ mA}$$

La tensión colector-emisor es igual a:

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (2{,}98 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 4{,}27 \text{ V}$$

Ejemplo 6.10

¿Cuál es la tensión colector-emisor en los tres ejemplos anteriores si la tensión de alimentación aplicada a la base es de 5 V?

SOLUCIÓN Con el diodo ideal:

$$I_B = \frac{5 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 10{,}6 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = 100 \text{ } (10.6 \text{ }\mu\text{A}) = 1{,}06 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (1{,}06 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 11{,}2 \text{ V}$$

Con la segunda aproximación:

$$I_B = \frac{4{,}3 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 9{,}15 \propto\text{A}$$

$$I_C = 100(9{,}15 \text{ }\mu\text{A}) = 0{,}915 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (0{,}915 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 11{,}7 \text{ V}$$

Con la tensión V_{BE} medida:

$$I_B = \frac{4 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 8{,}51 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = 100(8{,}51 \text{ }\mu\text{A}) = 0{,}851 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (0{,}851 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 11{,}9 \text{ V}$$

Este ejemplo permite comparar las tres aproximaciones para el caso de una tensión de alimentación de base baja. Como se puede ver, todas las soluciones difieren entre sí como máximo en un voltio. Ésta es la primer pista

que ayuda a determinar qué aproximación utilizar. Si está localizando averías en este circuito, probablemente, el análisis ideal será adecuado. Pero si está diseñando el circuito, es posible que desee aplicar la solución por computadora para utilizar la solución más precisa. La Tabla-resumen 6.1 ilustra las diferencias entre el caso ideal y la segunda aproximación del transistor.

PROBLEMA PRÁCTICO 6.10 Repita el Ejemplo 6.10 utilizando una tensión de alimentación de base de 7 V.

Tabla-resumen 6.1 Aproximaciones del circuito de transistor

	Ideal	Segunda
Circuito		
Se utiliza	Detección de averías o estimaciones aproximadas.	Cuando se necesitan cálculos más precisos. Especialmente cuando V_{BB} es pequeña.
$V_{BE} =$	0 V	0,7 V
$I_B =$	$\frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{12\ \text{V}}{220\ \text{k}\Omega} = 54{,}5\ \mu\text{A}$	$\frac{V_{BB} - 0{,}7\ \text{V}}{R_B} = \frac{12\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{220\ \text{k}\Omega} = 51{,}4\ \mu\text{A}$
$I_C =$	$(I_B)\ (\beta_{dc}) = (54{,}5\ \mu\text{A})\ (100) = 5{,}45\ \text{mA}$	$(I_B)\ (\beta_{dc}) = (51{,}4\ \mu\text{A})\ (100) = 5{,}14\ \text{mA}$
$V_{CE} =$	$V_{CC} - I_C R_C$ $= 12\ \text{V} - (5{,}45\ \text{mA})\ (1\ \text{k}\Omega) = 6{,}55\ \text{V}$	$V_{CC} - I_C R_C$ $= 12\ \text{V} - (5{,}14\ \text{mA})\ (1\ \text{k}\Omega) = 6{,}86\ \text{V}$

6.8 Lectura de una hoja de características

Los **transistores de pequeña señal** pueden disipar menos de un vatio; los **transistores de potencia** pueden disipar más de un vatio. Cuando consulte una hoja de características de cualquier tipo de transistor , lo primero en lo que debe fijarse es en los valores máximos permitidos, ya que son los límites de las corrientes, tensiones y otras magnitudes del transistor.

Disrupción

En la hoja de características mostrada en la Figura 6.15, se proporcionan los siguientes valores máximos de un transistor 2N3904:

V_{CEO}	40 V
V_{CBO}	60 V
V_{EBO}	6 V

Estos valores máximos de tensiones corresponden a las tensiones inversas de disrupción. V_{CEO} es la tensión entre el colector y el emisor con la base en abierto. El segundo parámetro, V_{CBO}, define la tensión entre el colector y la

Figura 6.15(a) Hoja de características del 2N3904.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR TM

2N3904 / MMBT3904 / PZT3904

2N3904 MMBT3904 PZT3904

C B E TO-92

C E SOT-23 B Mark: 1A

C E C B SOT-223

NPN General Purpose Amplifier

This device is designed as a general purpose amplifier and switch. The useful dynamic range extends to 100 mA as a switch and to 100 MHz as an amplifier.

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	60	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	200	mA
T_J, T_{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:
1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max			Units
		2N3904	*MMBT3904	**PZT3904	
P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625 5.0	350 2.8	1,000 8.0	mW mW/°C
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	°C/W

*Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

**Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm^2.

Figura 6.15(b) (continuación)

2N3904 / MMBT3904 / PZT3904

NPN General Purpose Amplifier
(continued)

Electrical Characteristics
T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	I_C = 1.0 mA, I_B = 0	40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	I_C = 10 μA, I_E = 0	60		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	I_E = 10 μA, I_C = 0	6.0		V
I_{BL}	Base Cutoff Current	V_{CE} = 30 V, V_{EB} = 3V		50	nA
I_{CEX}	Collector Cutoff Current	V_{CE} = 30 V, V_{EB} = 3V		50	nA
ON CHARACTERISTICS*					
h_{FE}	DC Current Gain	I_C = 0.1 mA, V_{CE} = 1.0 V I_C = 1.0 mA, V_{CE} = 1.0 V I_C = 10 mA, V_{CE} = 1.0 V I_C = 50 mA, V_{CE} = 1.0 V I_C = 100 mA, V_{CE} = 1.0 V	40 70 100 60 30	 300 	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 10 mA, I_B = 1.0 mA I_C = 50 mA, I_B = 5.0 mA		0.2 0.3	V V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	I_C = 10 mA, I_B = 1.0 mA I_C = 50 mA, I_B = 5.0 mA	0.65	0.85 0.95	V V
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	I_C = 10 mA, V_{CE} = 20 V, f = 100 MHz	300		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	V_{CB} = 5.0 V, I_E = 0, f = 1.0 MHz		4.0	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	V_{EB} = 0.5 V, I_C = 0, f = 1.0 MHz		8.0	pF
NF	Noise Figure	I_C = 100 μA, V_{CE} = 5.0 V, R_S =1.0kΩ,f=10 Hz to 15.7kHz		5.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS					
t_d	Delay Time	V_{CC} = 3.0 V, V_{BE} = 0.5 V,		35	ns
t_r	Rise Time	I_C = 10 mA, I_{B1} = 1.0 mA		35	ns
t_s	Storage Time	V_{CC} = 3.0 V, I_C = 10mA		200	ns
t_f	Fall Time	I_{B1} = I_{B2} = 1.0 mA		50	ns

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%

Spice Model

NPN (Is=6.734f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=416.4 Ne=1.259 Ise=6.734 Ikf=66.78m Xtb=1.5 Br=.7371 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1 Cjc=3.638p Mjc=.3085 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=4.493p Mje=.2593 Vje=.75 Tr=239.5n Tf=301.2p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=2 Rb=10)

base cuando el emisor está abierto. Asimismo, V_{EBO} es la tensión inversa máxima emisor -base con el colector abierto. Como siempre, un diseño conservador nunca permitirá que se alcancen tensiones próximas a estos valores máximos permitidos. Debe recordar que trabajar en las proximidades de estos valores puede acortar el tiempo de vida de algunos dispositivos.

Potencia y corriente máximas

La hoja de características también especifica estos valores:

I_C 200 mA
P_D 625 mW

Aquí, I_C es la corriente continua máxima de colector, que indica que un 2N3904 puede manipular una corriente directa de hasta 200 mA, siempre que no se exceda el valor de potencia especificado. El siguiente parámetro, P_D, es la potencia máxima que puede soportar el dispositivo. Esta potencia depende de si se va a emplear algún mecanismo para enfriar el transistor. Si el transistor no se va a ventilar ni se va a montar sobre un disipador (lo que vamos a estudiar a continuación), la temperatura del encapsulado T_C será mucho alta que la temperatura ambiente T_A.

En la mayoría de las aplicaciones, un transistor de pequeña señal como el 2N3904 no se suele ventilar ni montar sobre un disipador. En este caso, la limitación de potencia del 2N3904 es de 625 mW cuando la temperatura ambiente T_A es 25ºC.

La temperatura T_C es la temperatura del encapsulado del transistor. En la mayoría de las aplicaciones, la temperatura del encapsulado será mayor que 25ºC porque el calor interno del transistor aumenta la temperatura del encapsulado.

La única forma de mantener la temperatura del encapsulado a 25ºC cuando la temperatura ambiente es de 25ºC es refrigerando con un ventilador o utilizando un disipador grande. Si se emplea un ventilador o un disipador , se puede reducir la temperatura del encapsulado del transistor a 25ºC. En este caso, la potencia máxima se puede incrementar hasta 1,5 W.

Factores de ajuste

Como se ha visto en el Capítulo 5, el factor de ajuste especifica cuánto hay que reducir la disipación de potencia máxima de un dispositivo. El factor de ajuste del 2N3904 es 5 mW/°C. Esto significa que hay que reducir la potencia de 625 mW en 5 mW por cada grado por encima de 25°C.

Disipadores

Una forma de incrementar el valor de la potencia máxima de un transistor es deshaciéndose rápidamente del calor interno. Éste es el propósito de un **disipador** (una masa metálica). Si aumentamos el área de la superficie del encapsulado del transistor, conseguimos que el calor se transfiera más fácilmente al aire circundante. Por ejemplo, la Figura 6.16*a* muestra un tipo de disipador. Cuando se coloca sobre el encapsulado del transistor, el calor se expulsa más rápidamente gracias a la mayor área de superficie de las aletas.

La Figura 6.16*b* muestra otro método. Se trata de un transistor de potencia con una lengüeta metálica, la cual proporciona un camino de salida al calor del transistor. Esta lengüeta metálica se puede sujetar al chasis del equipo electrónico. Puesto que el chasis es un disipador masivo, el calor puede transferirse del transistor al chasis.

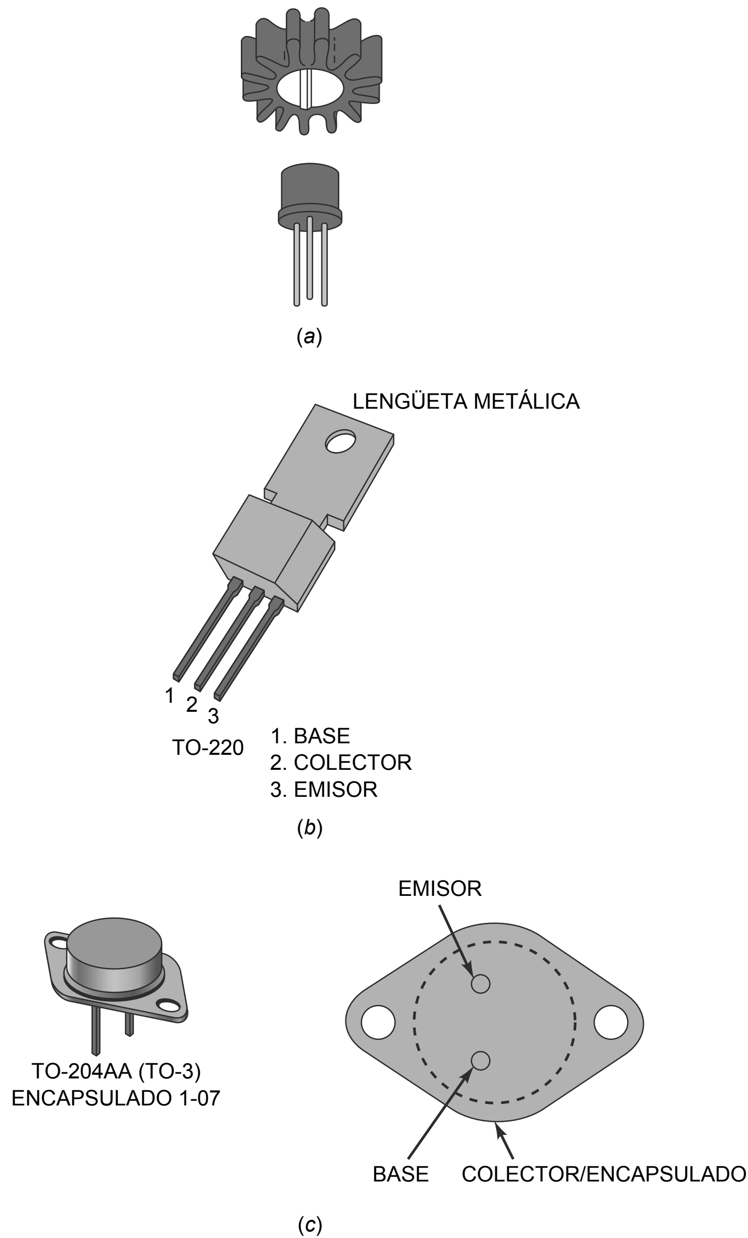
Los transistores de gran potencia, como el mostrado en la Figura 6.16*c,* tienen el colector conectado al encapsulado para permitir que el calor salga lo más fácilmente posible. El encapsulado del transistor se conecta entonces al chasis. Para impedir que el colectorse cortocircuite a la tierra del chasis, se utiliza un compuesto conductor del calor y una arandela aislante entre el encapsulado del transistor y el chasis. Lo más importante es que el calor puede salir del transistor más deprisa, lo que significa que el transistor puede disipar más potencia a la misma temperatura ambiente. En ocasiones, el transistor se sujeta a un disipador grande con aletas, lo que incluso es más eficaz para eliminar el calor del transistor.

Independientemente del tipo de disipador que se emplee, el propósito es disminuir la temperatura del encapsulado porque esto hará disminuir la temperatura de la unión o interna del transistor . La hoja de características incluye otras magnitudes: las **resistencias térmicas**, que permiten al diseñador calcular la temperatura del encapsulado para diferentes disipadores.

Ganancia de corriente

Existe otro sistema de análisis denominado **parámetros *h***, en el que se utiliza h_{FE} en lugar de β_{dc} para especificar la ganancia de corriente. Las dos magnitudes son iguales:

Figura 6.16 (*a*) Disipador ajustable. (*b*) Transistor de potencia con lengüeta metálica. (*c*) Transistor de potencia con el colector conectado al encapsulado.



$$\beta_{dc} = h_{FE} \qquad (6.9)$$

Recuerde esta relación porque las hojas de características utilizan h_{FE} para especificar la ganancia de corriente.

En la sección titulada "*On Characteristics*" (características en conducción) de la hoja de características de un 2N3904 se especifican los valores de h_{FE} como sigue:

I_C, mA	h_{FE} mínima	h_{FE} máxima
0,1	40	–
1	70	–
10	100	300
50	60	–
100	30	–

El 2N3904 funciona muy bien cuando la corriente de colector está en las proximidades de 10 mA. Para este nivel de corriente, la ganancia de corriente mínima es 100 y la ganancia de corriente máxima es 300. ¿Qué quiere decir esto? Quiere decir que en una fabricación en serie de un circuito que utilice el 2N3904 y una corriente de colector de 10 mA, algunos de los transistores tendrán una ganancia de corriente tan baja como 100, y otros tendrán una ganancia de corriente tan alta como 300. La mayor parte de los transistores tendrán una ganancia de corriente intermedia dentro de este rango.

Observe cómo la ganancia de corriente mínima disminuye para las corrientes de colector menores que o mayores que 10 mA. Para 0,1 mA, la ganancia de corriente mínima es de 40. Para 100 mA, la ganancia de corriente mínima es 30. La hoja de características muestra sólo la ganacia de corriente mínima para corrientes diferentes de 10 mA, ya que los valores mínimos representan el caso peor Normalmente, los diseñadores realizan el diseño para el caso peor; es decir, estudian cómo funcionará el circuito cuando las características del transistor sean tales que la ganancia de corriente se corresponda con la del caso peor.

Ejemplo 6.11

Un 2N3904 tiene V_{CE} = 10 V e I_C = 20 mA. ¿Cuál es la disipación de potencia? ¿Cómo de seguro es este nivel de disipación de potencia si la temperatura ambiente es de 25°C?

SOLUCIÓN Multiplicamos V_{CE} por I_C y obtenemos:

$$P_D = (10\text{ V})(20\text{ mA}) = 200\text{ mW}$$

¿Es seguro este valor de potencia? Si la temperatura ambiente es 25°C, el transistor puede disipar como máximo una potencia de 625 mW. Por tanto, el transistor funcionará bien para este límite de potencia.

Como ya sabemos, un buen diseño debe incluir un factor de seguridad para garantizar un tiempo de vida lar go al transistor. Habitualmente, se utilizan factores de seguridad de 2 o mayores. Un factor de seguridad de 2 significa que el diseñador permitirá que el transistor trabaje para una potencia máxima igual a la mitad de 625 mW, es decir, 312 mW. Por tanto, una potencia de sólo 200 mW es un diseño muy conservador siempre y cuando la temperatura ambiente se mantenga en 25°C.

Ejemplo 6.12

¿Cómo de seguro es el nivel de disipación de potencia si la temperatura ambiente es de 100°C en el Ejemplo 6.11?

SOLUCIÓN En primer lugar, calculamos la cantidad de grados que la nueva temperatura ambiente está por encima de la temperatura de referencia de 25°C. Para ello, calculamos:

$$100°\text{C} - 25°\text{C} = 75°\text{C}$$

En ocasiones, verá esto escrito de la forma siguiente:

$$\Delta T = 75°\text{C}$$

donde Δ quiere decir "incremento". Esta ecuación se lee "el incremento de temperatura es igual a 75°C".

Ahora multiplicamos el factor de ajuste por el incremento de temperatura:

$$(5\text{ mW/°C})(75°\text{C}) = 375\text{ mW}$$

A menudo verá esta expresión escrita así:

$$\Delta P = 375\text{ mW}$$

donde ΔP especifica el incremento de potencia. Por último, restamos el incremento de potencia de la potencia máxima a 25°C:

$$P_{D(\text{máx})} = 625\text{ mW} - 375\text{ mW} = 250\text{ mW}$$

Ésta es la potencia máxima del transistor cuando la temperatura ambiente es igual a 100°C.

¿Cómo de seguro es este diseño? El transistor continuará funcionando perfectamente porque su potencia es de 200 mW frente al valor máximo de 250 mW. Sin embargo, el factor de seguridad ya no es igual a 2. Si la tempe-

ratura ambiente aumentará más, o si la disipación de potencia aumentara, el transistor se acercaría peligrosamente al punto de destrucción por calor. Por esto, el diseñador tendrá que diseñar de nuevo el circuito para restaurar el factor de seguridad de 2. Esto implica cambiar los valores del circuito para obtener una disipación de poetcnai igual a la mitad de 250 mW, es decir, 125 mW.

PROBLEMA PRÁCTICO 6.12 Con un factor de seguridad de 2, ¿podría emplear el transistor 2N3904 del Ejemplo 6.12 si la temperatura ambiente fuera de 75°C?

6.9 Transistores de montaje superficial

Habitualmente, los transistores de montaje superficial se encuentran en encapsulados de tres terminales en forma de ala de gaviota. El encapsulado SOT-23 es el más pequeño de los dos y se utiliza para transistores que trabajan en el rango de los milivatios. El encapsulado SOT -223 es el más grande y se utiliza cuando la máxima potencia permitida es de aproximadamente 1 W.

La Figura 6.17 muestra un encapsulado SOT-23 típico. En la vista superior, los terminales están numerados en el sentido contrario a las agujas del reloj, con el terminal 3 solo en un lateral. La asignación de terminales en los transistores bipolares está bastante estandarizada: 1 es la base, 2 indica el emisor y 3 corresponde al colector (la asignación de terminales habitual en los transistores FET es 1 para el drenador, 2 para la fuente y 3 para la puerta).

El encapsulado SOT-223 está diseñado para disipar el calor generado por los transistores que trabajan en el rango de 1 W. Este encapsulado tiene un área de superficie más grande que el SOT -23; lo que incrementa su

Figura 6.17 El encapsulado SOT-23 es adecuado para transistores de montaje superficial que trabajan con potencias menores que 1 W.

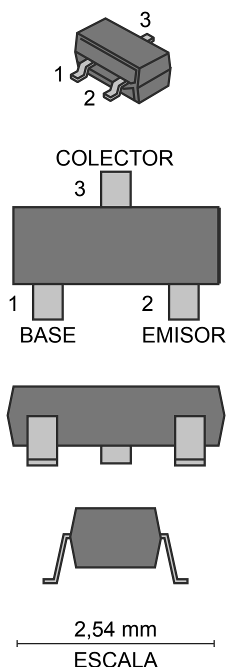
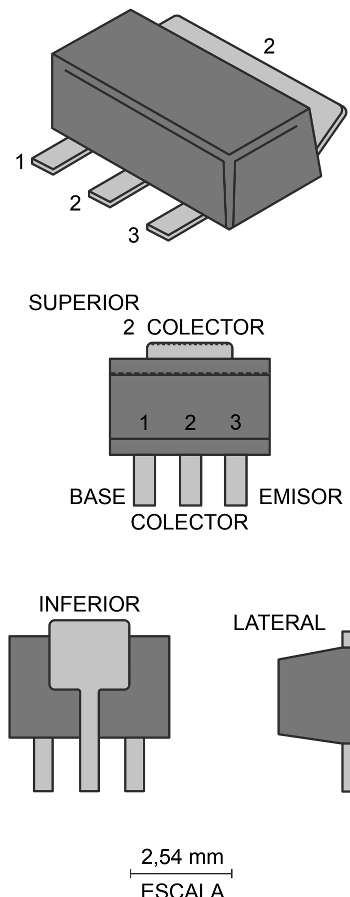


Figura 6.18 El encapsulado SOT-223 está diseñado para disipar el calor generado por transistores que operan en el rango de 1 W.



capacidad para disipar calor. Parte del calor se disipa a través de la superficie superior y gran parte a través del contacto entre el dispositivo y la tarjeta de circuito impreso sobre la que se monta. Sin embargo, la característica más destacable de la carcasa del SOT-223 es la lengüeta de colector que se extiende desde el lado opuesto de los terminales principales. La vista inferior de la Figura 6.18 muestra que los dos terminales de colector son eléctricamente idénticos.

La asignación estándar de terminales es diferente para los encapsulados SOT-23 y SOT-223. Los tres terminales se localizan en uno de los bordes y están numerados secuencialmente de izquierda a derecha como se ve en la vista superior. El terminal 1 es la base, el 2 es el colector (idéntico eléctricamente a la lengüeta del borde opuesto) y el terminal 3 es el emisor. Esto también puede verse en la hoja de características de la Figura 6.15.

Los encapsulados SOT-23 son demasiado pequeños como para poder contener un código de identificación de componente en su superficie. Normalmente, la única forma de determinar el identificador estándar es anotando el código del componente en la tarjeta de circuito impreso y luego consultar la lista de componentes del circuito. Los encapsulados SOT-223 son lo suficientemente grandes como para contener códigos de identificación impresos en su superficie, aunque estos códigos rara vez son códigos de identificación estándar de transistor. El procedimiento habitual para obtener información sobre un transistor que utilice un encapsulado SOT-223 es el mismo que el empleado para los transistores con el encapsulado más pequeño SOT-23.

En ocasiones, un circuito utiliza encapsulados SOIC que albergan varios transistores. El encapsulado SOIC es similar a encapsulado DIP (*dual-inline package*) habitualmente utilizado para circuitos integrados y en la tecnología más antigua de montaje de componentes de inserción. Sin embargo, los terminales del SOIC tienen la forma de ala de gaviota necesaria para la tecnología de montaje superficial.

6.10 Detección de averías

La Figura 6.19 muestra un circuito en emisor común con conexiones a tierra. La tensión de alimentación de la base es de 15 V y polariza en directa al diodo de emisor a través de una resistencia de 470 kΩ. Una tensión de alimentación de 15 V en el colector polariza en inversa al diodo de colector a través de una resistencia de 1 kΩ. Apliquemos la aproximación ideal para hallar la tensión colector-emisor. Los cálculos son:

$$I_B = \frac{15\text{ V}}{470\text{ k}\Omega} = 31{,}9\ \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(31{,}9\ \mu\text{A}) = 3{,}19\text{ mA}$$

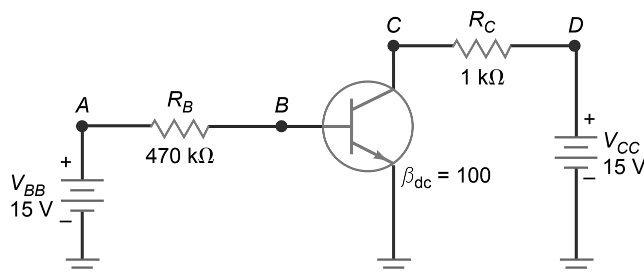
$$V_{CE} = 15\text{ V} - (3{,}19\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 11{,}8\text{ V}$$

Averías comunes

Si está localizando averías en un circuito como el mostrado en la Figura 6.19, una de las primeras cosas que tendrá que medir es la tensión colector -emisor. Debería tener un valor próximo a 1 1,8 V. ¿Por qué no aplicamos la segunda o la tercera aproximación para obtener una respuesta más precisa? Porque las resistencias suelen tener tolerancias de al menos el ±5 por ciento, lo que hace que la tensión colector-emisor difiera de los valores calculados, independientemente de la aproximación que se utilice.

De hecho, cuando se producen fallos, se trata de cortocircuitos o circuitos abiertos. Los cortocircuitos pueden producirse como consecuencia de dispositivos dañados o salpicaduras de soldadura en las resistencias. Los circuitos abiertos se pueden producir cuando se queman los componentes. Las averías de este tipo producen grandes cambios en las corrientes y tensiones. Por ejemplo, una de las averías más comunes se produce cuando al colector

Figura 6.19 Detección de averías en un circuito.



no llega la tensión de alimentación. Esto podría ocurrir debido a diversas causas: una avería en la fuente de alimentación, un terminal abierto entre la fuente de alimentación y la resistencia de colector , una resistencia de colector en abierto, etc. En cualquiera de estos casos, la tensión de colector en el circuito de la Figura 6.19 será aproximadamente cero, ya que no hay tensión de alimentación en el colector.

Otra posible avería es una resistencia de base en abierto, en la que la corriente de base sería cero. Esto fuerza a que la corriente de colector caiga a cero y que la tensión colector-emisor se eleve hasta 15 V, el valor de la tensión de alimentación en el colector. Un transistor en circuito abierto tiene el mismo efecto.

Cómo razonan los técnicos de reparaciones

La cuestión es: las averías típicas provocan desviaciones importantes en las corriente y tensiones del transistor. Los técnicos de reparaciones rara vez buscan diferencias de décimas de voltio, sino tensiones que son radicalmente distintas de los valores ideales. Por esto, el transistor ideal es útil como punto de partida en el proceso de detección de averías. Además, explica por qué muchos técnicos ni siquiera utilizan la calculadora para obtener la tensión colector-emisor.

Pero, si no utilizan calculadoras, ¿cómo hacen el cálculo? Sencillamente, estiman mentalmente el valor de la tensión colector-emisor. He aquí, el hilo de razonamiento de un técnico de reparaciones con experiencia para estimar la tensión colector-emisor en el circuito de la Figura 6.19.

La tensión que cae en la resistencia de base es aproximadamente 15 V. Una resistencia de base de 1 MΩ produciría una corriente de base de unos 15 μA. Puesto que una resistencia de 470 kΩ es aproximadamente la mitad de 1 MΩ, la corriente de base como mucho será el doble, es decir, unos 30 μA. Una ganancia de corriente de 100 da una corriente de colector de unos 3 mA. Cuando esta corriente fluye a través de la resistencia de 1 kΩ, produce una caída de tensión de 3 V. Restando 3 V de 15 V me quedan 12 V entre los terminales de colector y emisor. Por tanto, V_{CE} debería estar en las proximidades de 12 V, y si no es así, quiere decir que algo no está funcionando en el circuito.

Tabla de averías

Como se ha explicado en el Capítulo 5, un componente cortocircuitado es equivalente a una resistencia cero, mientras que un componente en abierto es equivalente a una resistencia infinita. Por ejemplo, la resistencia de base R_B puede estar cortocircuitada o en abierto. Designemos estas posibles averías por R_{BS} y R_{BO}, respectivamente. De forma similar, la resistencia de colector puede estar cortocircuitada o en abierto, averías que simbolizaremos mediante R_{CS} y R_{CO}.

La Tabla 6.1 muestra unas pocas de las averías que podrían producirse en un circuito como el de la Figura 6.19. Las tensiones se han calculado aplicando la segunda aproximación. Cuando el circuito está en modo de operación normal, se debería medir una tensión de colector de aproximadamente 12 V. Si la resistencia de base estuviera

Tabla 6.1 Averías y síntomas

Avería	V_B, V	V_C, V	Comentarios
Ninguna	0,7	12	No hay avería
R_{BS}	15	15	Transistor fundido
R_{BO}	0	15	No hay ni corriente de base ni de colector
R_{CS}	0,7	15	
R_{CO}	0,7	0	
No hay V_{BB}	0	15	Comprobar la alimentación y sus conexiones
No hay V_{CC}	0,7	0	Comprobar la alimentación y sus conexiones

cortocircuitada, los +15 V aparecerían en la base. Esta tensión tan grande destruiría el diodo de emisor. Probablemente, como resultado, el diodo de colector se abriría, forzando a que la tensión de colector se eleve a 15V. En la Tabla 6.1 se muestra la avería R_{BS} y sus tensiones.

Si la resistencia de base estuviera en abierto, no tendríamos tensión ni corriente de base. Por tanto, la corriente de colector sería cero y la tensión de colector aumentaría a 15 V. La avería R_{BO} y sus tensiones se muestran en la Tabla 6.1. Siguiendo estos mismos razonamientos, se pueden obtener el resto de las entradas de la tabla.

Resumen

SEC. 6.1 EL TRANSISTOR NO POLARIZADO

Un transistor tiene tres regiones dopadas: el emisor, la base y el colector. El transistor está formado por una unión *pn* entre la base y el emisor, que se denomina diodo de emisor; y otra unión *pn* entre la base y el colector, que se conoce como diodo de colector.

SEC. 6.2 EL TRANSISTOR POLARIZADO

En operación normal, el diodo de emisor se polariza en directa y el diodo de colector se polariza en inversa. Bajo estas condiciones, el emisor envía electrones libres a la base. La mayor parte de estos electrones libres pasan a través de la base hasta llegar al colector. Por esta razón, la corriente de colector es aproximadamente igual a la corriente de emisor. La corriente de base es mucho más pequeña y normalmente es menor que el 5 por ciento de la corriente de emisor.

SEC. 6.3 CORRIENTES DEL TRANSISTOR

La relación entre la corriente de colector y la corriente de base se conoce como ganancia de corriente y se simboliza mediante β_{dc} o h_{FE}. En los transistores de baja potencia, normalmente toma valores entre 100 y 300. La corriente de emisor es la más grande de las tres corrientes, la corriente de colector es casi igual de grande y la corriente de base es mucho más pequeña.

SEC. 6.4 CONEXIÓN EN EMISOR COMÚN

En un circuito en emisor común, el emisor está conectado a tierra o terminal común. La parte base-emisor de un transistor se comporta más o menos como un diodo normal. La parte base-colector se comporta como una fuente de corriente que es igual a β_{dc} por la corriente de base. El transistor tiene una región activa, una región de saturación, una región de corte y una región de disrupción. La región activa se utiliza en amplificadores lineales. Las regiones de saturación y corte se usan en circuitos digitales.

SEC. 6.5 CURVA CARACTERÍSTICA DE ENTRADA

La gráfica de la corriente de base en función de la tensión base-emisor es similar a la gráfica de un diodo normal, por lo que podemos utilizar cualquiera de las tres aproximaciones del diodo para calcular la corriente de base. En la mayor parte de los casos, todo lo que se necesita son la aproximación ideal y la segunda aproximación.

SEC. 6.6 CURVAS DE COLECTOR

Las cuatro regiones de operación de un transistor son: la región activa, la región de saturación, la región de corte y la región de disrupción. Cuando se utiliza como amplificador, el transistor opera en la región activa. Cuando se emplea en circuitos digitales, el transistor habitualmente trabaja en las regiones de saturación y de corte. La región de disrupción se evita porque el riesgo de que el transistor resulte destruido es muy alto.

SEC. 6.7 APROXIMACIONES DEL TRANSISTOR

Las respuestas exactas hacen perder mucho tiempo en la mayoría de los trabajos electrónicos. Casi todo el mundo utiliza aproximaciones, porque las respuestas son adecuadas para la mayoría de las aplicaciones. El transistor ideal es útil para la localización de averías. La tercera aproximación es necesaria para la realización de diseños precisos. La segunda aproximación es un buen compromiso tanto en el proceso de localización de averías como en el de diseño.

SEC. 6.8 LECTURA DE UNA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

Los transistores tienen valores máximos permitidos para sus tensiones, corrientes y potencias. Los transistores de pequeña señal pueden disipar 1 W o menos. Los transistores de potencia pueden disipar más de 1 W. La temperatura puede hacer que varíe el valor de las características del transistor. La potencia máxima disminuye cuando aumenta la temperatura. También, la ganancia de corriente varía enormemente con la temperatura.

SEC. 6.9 TRANSISTORES DE MONTAJE SUPERFICIAL

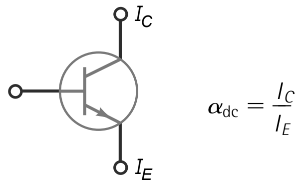
Los transistores de montaje superficial pueden encontrarse en diferentes encapsulados. El más habitual es el encapsulado de tres terminales con forma de ala de gaviota. Algunos transistores de montaje superficial utilizan encapsulados que permiten disipar más de 1 W de potencia. Otros dispositivos de montaje superficial pueden contener varios transistores.

SEC. 6.10 DETECCIÓN DE AVERÍAS

Si se producen averías, normalmente éstas producen cambios importantes en las tensiones del transistor. Es por esto por lo que, para los técnicos de reparaciones, normalmente resulta adecuado el análisis ideal. Además, muchos técnicos no emplean calculadoras porque ralentiza su hilo de razonamiento. Los mejores técnicos de reparaciones aprenden a estimar mentalmente las tensiones que necesitan medir.

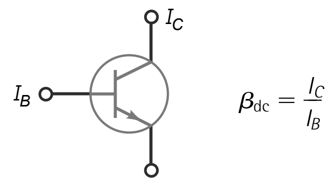
Definiciones

(6.2) Alfa de continua:



$$\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E}$$

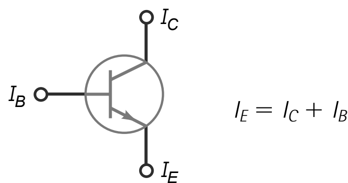
(6.3) Beta de continua (ganancia de corriente)



$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}$$

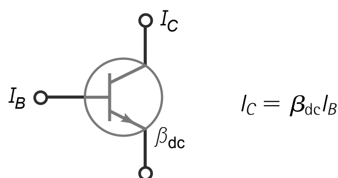
Derivaciones

(6.1) Corriente de emisor:



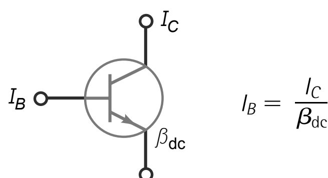
$$I_E = I_C + I_B$$

(6.4) Corriente de colector:



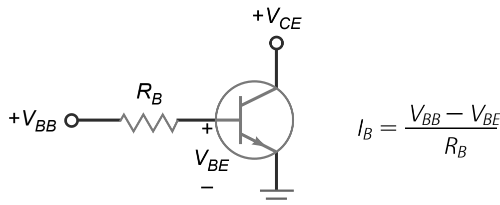
$$I_C = \beta_{dc} I_B$$

(6.5) Corriente de base:



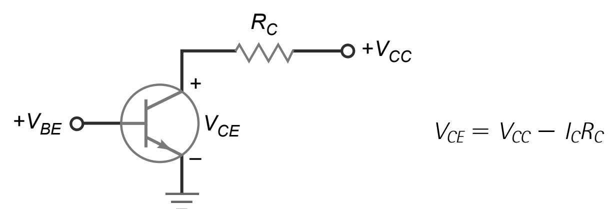
$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{dc}}$$

(6.6) Corriente de base:



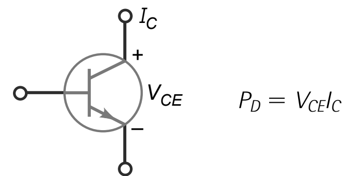
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

(6.7) Tensión colector-emisor:



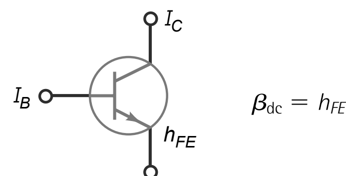
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

(6.8) Disipación de potencia en emisor común:



$$P_D = V_{CE} I_C$$

(6.9) Ganancia de corriente:



$$\beta_{dc} = h_{FE}$$

Cuestiones

1. ¿Cuántas uniones *pn* tiene un transistor?

a. 1
b. 2
c. 3
d. 4

2. ¿Cuál es una de las funciones más importantes que realizan los transistores?

a. Amplificar señales débiles
b. Rectificar la tensión de la red
c. Reducir la tensión
d. Emitir luz

3. ¿Quién inventó el primer transistor de unión?

a. Bell
b. Faraday
c. Marconi
d. Schockley

4. En un transistor *npn*, los portadores mayoritarios en el emisor son
a. electrones libres
b. huecos
c. Ninguno
d. Ambos

5. La barrera de potencial en cada una de las zonas de deplexión del silicio es
a. 0
b. 0,3 V
c. 0,7 V
d. 1 V

6. El diodo de emisor normalmente
a. se polariza en directa
b. se polariza en inversa
c. no conduce
d. trabaja en la región de disrupción

7. En el funcionamiento normal del transistor, el diodo de colector
a. se polariza en directa
b. se polariza en inversa
c. no conduce
d. trabaja en la región de disrupción

8. La base de un transistor *npn* es estrecha y
a. está fuertemente dopada
b. está ligeramente dopada
c. es metálica
d. se dopa con material pentavalente

9. La mayoría de los electrones de la base de un transistor *npn*
a. fluyen hacia el terminal de la base
b. entran en el colector
c. entran en el emisor
d. entran en el terminal de alimentación de la base

10. La mayor parte de los electrones de la base de un transistor *npn* no se recombinan porque
a. tienen un tiempo de vida largo
b. tienen carga negativa
c. deben atravesar la base
d. salen de la base

11. La mayor parte de los electrones que atraviesan la base
a. entrarán en el colector
b. saldrán del terminal de la base
c. se recombinarán con los huecos de la base
d. se recombinarán con los huecos del colector

12. La beta de un transistor es la relación de
a. la corriente de colector respecto de la corriente de emisor
b. la corriente de colector respecto de la corriente de base
c. la corriente de base respecto de la corriente de colector
d. la corriente de emisor respecto de la corriente de colector

13. Incrementar la tensión de alimentación de colector incrementará
a. la corriente de base
b. la corriente de colector
c. la corriente de emisor
d. Ninguna de las anteriores

14. El hecho de que haya muchos electrones libres en la región de emisor de un transistor significa que
a. está ligeramente dopado
b. está fuertemente dopado
c. no está dopado
d. Ninguna de las anteriores

15. En un transistor *npn* polarizado normalmente, los electrones del emisor tienen la suficiente energía como para superar la barrera de potencial de
a. la unión base-emisor
b. la unión base-colector
c. la unión colector-base
d. camino de recombinación

16. En un transistor *pnp*, los portadores mayoritarios en el emisor son
a. los electrones libres
b. los huecos
c. ninguno
d. ambos

17. ¿Cuál es el hecho más importante de la corriente de colector?
a. Se mide en milliamperios.
b. Es igual a la corriente de base dividida entre la ganancia de corriente.
c. Es pequeña.
d. Es aproximadamente igual a la corriente de emisor.

18. Si la ganancia de corriente es 100 y la corriente de colector es 10 mA, la corriente de base es
a. 10 μA
b. 100 μA
c. 1 A
d. 10 A

19. Por regla general, la tensión base-emisor es
a. menor que la tensión de alimentación de la base
b. igual que la tensión de alimentación de la base
c. mayor que la tensión de alimentación de la base
d. No se puede saber

20. Normalmente, la tensión colector-emisor es
a. menor que la tensión de alimentación del colector
b. igual que la tensión de alimentación del colector
c. nayor que la tensión de alimentación del colector
d. No se puede saber

21. La potencia disipada por un transistor es aproximadamente igual a la corriente de colector por
a. la tensión base-emisor
b. la tensión colector-emisor
c. la tensión de alimentación de la base
d. 0,7 V

22. Una corriente de colector pequeña con una corriente de base de cero se debe a una corriente de fugas en el
a. diodo de emisor
b. diodo de colector
c. diodo de base
d. transistor

23. Un transistor se comporta como un diodo y una
a. fuente de tensión
b. fuente de corriente
c. resistencia
d. fuente de alimentación

24. Si la corriente de base es igual a 100 mA y la ganancia de corriente es 30, la corriente de emisor es
a. 3,33 mA
b. 3 A
c. 3,1 A
d. 10 A

25. La tensión base-emisor de un transistor ideal es
a. 0
b. 0,3 V
c. 0,7 V
d. 1 V

26. Si calcula de nuevo la tensión colector-emisor con la segunda aproximación, la respuesta será
a. menor que el valor ideal
b. igual que el valor ideal
c. mayor que el valor ideal
d. imprecisa

27. En la región activa, la corriente de colector no varía significativamente a causa de
a. la tensión de alimentación de la base
b. la corriente de base
c. la ganancia de corriente
d. la resistencia de colector

28. La tensión base-emisor con la segunda aproximación es
a. 0
b. 0,3 V
c. 0,7 V
d. 1 V

29. Si la resistencia de base está en abierto, ¿cuál es la corriente de colector?
a. 0
b. 1 mA
c. 2 mA
d. 10 mA

30. Al comparar la disipación de potencia de un transistor 2N3904 con la versión de montaje superficial PZT3904, el 2N3904
a. puede manejar menos potencia
b. puede manejar más potencia
c. puede manejar la misma potencia
d. no se especifica

Problemas

SEC. 6.3 CORRIENTES DEL TRANSISTOR

6.1 Un transistor tiene una corriente de emisor de 10 mA y una corriente de colector de 9,95 mA. ¿Cuál es la corriente de base?

6.2 La corriente de colector es 10 mA y la corriente de base es 0,1 mA. ¿Cuál es la ganancia de corriente?

6.3 Un transistor tiene una ganancia de corriente de 150 y una corriente de base de 30 μA. ¿Cuál es la corriente de colector?

6.4 Si la corriente de colector es 100 mA y la ganancia de corriente es 65. ¿Cuál es la corriente de emisor?

SEC. 6.5 CURVA CARACTERÍSTICA DE ENTRADA

6.5 ¿Cuál es la corriente de base en el circuito de la Figura 6.20?

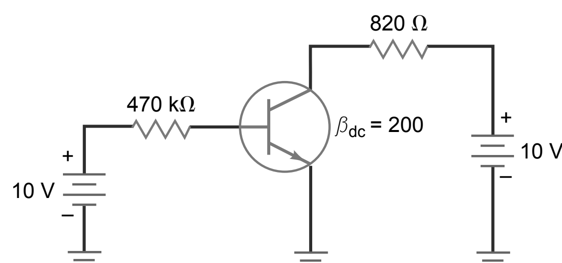
6.6 Si la ganancia de corriente disminuye de 200 a 100 en la Figura 6.20, ¿cuál es la corriente de base?

6.7 Si la resistencia de 470 kΩ de la Figura 6.20 tiene una tolerancia del $\pm$5 por ciento, ¿cuál es la corriente máxima de base?

SEC. 6.6 CURVAS DE COLECTOR

6.8 Un circuito de transistor similar al de la Figura 6.20 tiene una tensión de alimentación de colector de 20 V, una resistencia de colector de 1,5 kΩ y una corriente de colector de 6 mA. ¿Cuál es la tensión colector-emisor?

Figura 6.20



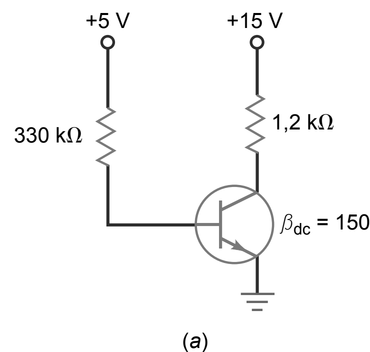
6.9 Si un transistor tiene una corriente de colector de 100 mA y una tensión colector-emisor de 3,5 V, ¿cuál es su disipación de potencia?

SEC. 6.7 APROXIMACIONES DEL TRANSISTOR

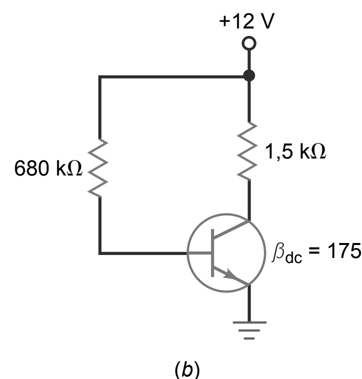
6.10 ¿Cuáles son la tensión colector-emisor y la disipación de potencia del transistor en el circuito de la Figura 6.20? Proporcione las respuestas para el caso ideal y para la segunda aproximación.

6.11 La Figura 6.21*a* muestra una forma más simple de dibujar un circuito de transistor. Funciona igual que los circuitos ya estudiados. ¿Cuál es la tensión colector-emisor? ¿Y la disipación de potencia del transistor? Proporcione las respuestas para el caso ideal y para la segunda aproximación.

Figura 6.21



(*a*)



(*b*)

6.12 Cuando las tensiones de alimentación de base y de colector son iguales, el transistor puede dibujarse como se muestra en la Figura 6.21*b*. ¿Cuál es la tensión colector-emisor en este circuito? ¿Y la potencia del transistor? Proporcione las respuestas para el caso ideal y para la segunda aproximación.

SEC. 6.8 LECTURA DE UNA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

6.13 ¿Cuál es el rango de temperaturas de almacenamiento de un 2N3904?

6.14 ¿Cuál es la h_{FE} mínima para un 2N3904 para una corriente de colector de 1 mA y una tensión colector-emisor de 1 V?

6.15 Un transistor puede disipar una potencia máxima de 1 W. Si la tensión colector-emisor es de 10 V y la corriente de colector es 120 mA, ¿qué le ocurrirá al transistor?

6.16 Un 2N3904 tiene una disipación de potencia de 625 mW sin disipador. Si la temperatura ambiente es de 65°C, ¿qué ocurre con el valor de la potencia máxima?

SEC. 6.10 DETECCIÓN DE AVERÍAS

6.17 En la Figura 6.20, ¿la tensión colector-emisor aumenta, disminuye o permanece constante en cada una de las siguientes averías?

a. la resistencia de 470 kΩ está cortocircuitada

b. la resistencia de470 kΩ está en abierto

c. la resistencia de820 Ω está cortocircuitada

d. la resistencia de 820 Ω está en abierto

e. No hay tensión de alimentación en la base

f. No hay tensión de alimentación en el colector

Pensamiento crítico

6.18 ¿Cuál es el alfa de continua de un transistor que tiene una ganancia de corriente de 200?

6.19 ¿Cuál es la ganancia de corriente de un transistor con un alfa de continua de 0,994?

6.20 Diseñe un circuito en emisor común que cumpla las siguientes especificaciones: $V_{BB} = 5$ V, $V_{CC} = 15$ V, $h_{FE} = 120$, $I_C = 10$ mA y $V_{CE} = 7{,}5$ V.

6.21 En la Figura 6.20, ¿cuál tiene que ser el valor de la resistencia de base para que $V_{CE} = 6{,}7$ V?

6.22 Un 2N3904 puede disipar una potencia máxima de 350 mW a temperatura ambiente (25°C). Si la tensión colector-emisor es de 10 V, ¿cuál es la corriente máxima que el transistor puede manejar a una temperatura ambiente de 50°C?

6.23 Suponga que conectamos un LED en serie con la resistencia de 820 Ω de la Figura 6.20. ¿Cuál es la corriente del LED?

6.24 ¿Cuál es la tensión de saturación colector-emisor de un 2N3904 cuando la corriente de colector es 50 mA? Utilice la hoja de características.

Análisis de arriba-abajo

Utilice la Figura 6.22 para resolver los restantes problemas. Suponga un incremento de aproximadamente el 10 por ciento de la variable independiente y utilice la segunda aproximación del transistor. La repuesta deberá ser N (no varía) si la variación de una variable dependiente es tan pequeña que sería complicado medirla.

6.25 Prediga la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila etiquetada con V_{BB}. A continuación, responda a la siguiente pregunta de la forma más sencilla y directa posible. ¿Qué efecto tendrá un incremento de la tensión de alimentación aplicada a la base sobre las variables dependientes del circuito?

Figura 6.22 Análisis de arriba-abajo.

ANÁLISIS DE ARRIBA-ABAJO

VARIABLES INDEPENDIENTES	VARIABLES DEPENDIENTES								
	V_A	V_B	V_C	V_D	I_B	I_C	P_B	P_C	P_D
V_{BB}									
V_{CC}									
R_B									
R_C									
β_{dc}									

6.26 Prediga la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila etiquetada con V_{CC}. A continuación, resuma en una o dos frases sus conclusiones.

6.27 Prediga la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila etiquetada con R_B. Enumere las variables dependientes que disminuyen. Explique por qué disminuyen utilizando la ley de Ohm o ideas básicas similares.

6.28 Prediga la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila etiquetada con R_C. Enumere las variables dependientes que no varían. Explique por qué no varían.

6.29 Prediga la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila etiquetada con β_{dc}. Enumere las variables dependientes que disminuyen. Explique por qué disminuyen.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Deseo que me dibuje un transistor *npn* indicando las regiones *n* y *p*. A continuación, polarice adecuadamente el transistor y explique cómo funciona.
2. Dibuje el conjunto de curvas de colector. Después, utilizando dichas curvas muéstreme las cuatro regiones de operación del transistor.
3. Dibuje los dos circuitos equivalentes (ideal y segunda aproximación) para representar un transistor que está trabajando en la región activa. A continuación, dígame cuándo y cómo utilizaría estos circuitos para calcular las corrientes y tensiones del transistor.
4. Dibuje un circuito de transistor con una conexión en emisor común. ¿Qué clase de fallos se pueden producir en un circuito como éste? ¿Qué medidas tomaría para aislar cada uno de ellos?
5. En un esquemático que contiene transistores *npn* y *pnp*, ¿cómo identifica cada tipo? ¿Cuál es la dirección del flujo de electrones (o de la corriente convencional)?
6. Cite un instrumento de pruebas que pueda mostar un conjunto de curvas de colector, I_C en función de V_{CE}, para un transistor.
7. ¿Cuál es la fórmula de la disipación de potencia de un transistor? Conociendo esa relación, ¿en qué lugar de la recta de carga es de esperar que la disipación de potencia sea máxima?
8. ¿Cuáles son las tres corrientes en un transistor? ¿Cómo se relacionan?
9. Dibuje un transistor *npn* y un transistor *pnp*. Indique todas las corrientes y especifique sus direcciones.
10. Los transistores pueden conectarse en cualquiera de las siguientes configuraciones: emisor común, colector común y base común. ¿Cuál es la configuración más frecuentemente utilizada?

Respuestas al autotest

1. b	**2.** a	**3.** d	**4.** a	**5.** c	**6.** a	**7.** b	**8.** b	**9.** b	**10.** a
11. a	**12.** b	**13.** d	**14.** b	**15.** a	**16.** b	**17.** d	**18.** b	**19.** a	**20.** a
21. b	**22.** b	**23.** b	**24.** c	**25.** a	**26.** c	**27.** d	**28.** c	**29.** a	**30.** a

Respuestas a los problemas prácticos

6.1 $\beta_{dc} = 200$

6.2 $I_C = 10$ mA

6.3 $I_B = 74{,}1\ \mu$A

6.4 $V_B = 0{,}7$ V;
$I_B = 33\ \mu$A;
$I_C = 6{,}6$ mA

6.5 $I_B = 13{,}7\ \mu$A;
$I_C = 4{,}11$ mA;
$V_{CE} = 1{,}78$ V;
$P_D = 7{,}32$ mW

6.6 $I_B = 16{,}6\ \mu$A;
$I_C = 5{,}89$ mA;
$\beta_{dc} = 355$

6.10 Ideal: $I_B = 14{,}9\ \mu$A;
$I_C = 1{,}49$ mA;
$V_{CE} = 9{,}6$ V
Segunda aproximación: $I_B = 13{,}4\ \mu$A;
$I_C = 1{,}34$ mA;
$V_{CE} = 10{,}2$ V

6.12 $P_{D\,(máx)} = 375$ mW.
No está dentro del factor de seguridad de 2.

Capítulo 7

Fundamentos de los transistores

Hay dos formas básicas de establecer el punto de trabajo de un transistor: polarización de base y polarización de emisor. La polarización de base produce un valor constante de la corriente de base, mientras que la polarización de emisor produce un valor constante de la corriente de emisor. La polarización de base es más útil en circuitos de conmutación, mientras que la polarización de emisor predomina en los circuitos amplificadores. Este capítulo se ocupa de la polarización de base, la polarización de emisor, los circuitos de conmutación y los circuitos optoeléctricos.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, debería ser capaz de:

- Saber por qué un circuito con polarización de base no es el más adecuado para trabajar en circuitos amplificadores.
- Identificar el punto de saturación y el punto de corte para un circuito con polarización de base dado.
- Calcular el punto *Q* para un determinado circuito con polarización de base.
- Dibujar un circuito con polarización de emisor y explicar por qué funciona bien en los circuitos amplificadores.
- Indicar cómo probar los transistores fuera y dentro de los circuitos

Vocabulario

circuito de amplificación
circuito de conmutación
circuito de dos estados
factor de corrección
fototransistor
polarización de base
polarización de emisor
punto de corte
punto de reposo
punto de saturación
recta de carga
saturación fuerte
saturación suave

7.1 Variaciones de la ganancia de corriente

La ganancia de corriente β_{dc} de un transistor depende de tres factores: el transistor, la corriente de colector y la temperatura. Por ejemplo, cuando se reemplaza un transistor por otro del mismo tipo, normalmente cambia la ganancia de corriente. Del mismo modo, si la corriente de colector o la temperatura varían, la ganancia de corriente también varía.

Los casos mejor y peor

Por ejemplo, la hoja de características de un 2N3904 especifica un valor mínimo de h_{FE} de 100 y un valor máximo de 300 cuando la temperatura es 25°C y la corriente de colector es de 10 mA. Si se fabrican en serie miles de circuitos que usen el transistor 2N3904, se verá que algunos de los transistores tienen una ganancia de corriente de apenas 100 (caso peor), mientras que en otros la ganancia de corriente llegará a ser hasta de 300 (caso mejor).

La Figura 7.1 muestra las gráficas de un 2N3904 para el caso peor (h_{FE} mínima). Fíjese en la curva del medio, la ganancia de corriente para una temperatura ambiente de 25°C: cuando la corriente de colector es 10 mA, la ganancia de corriente es 100, el caso peor para un 2N3904 (en el caso mejor, unos pocos transistores 2N3904 tendrán una ganancia de corriente de 300 para 10 mA y 25°C).

INFORMACIÓN ÚTIL

El símbolo h_{FE} representa la relación de transferencia de corriente directa en la configuración de emisor común. El símbolo h_{FE} es un parámetro híbrido (*h*). El sistema de parámetros *h* es el más comúnmente utilizado en la actualidad para especificar los parámetros de los transistores.

Efecto de la corriente y de la temperatura

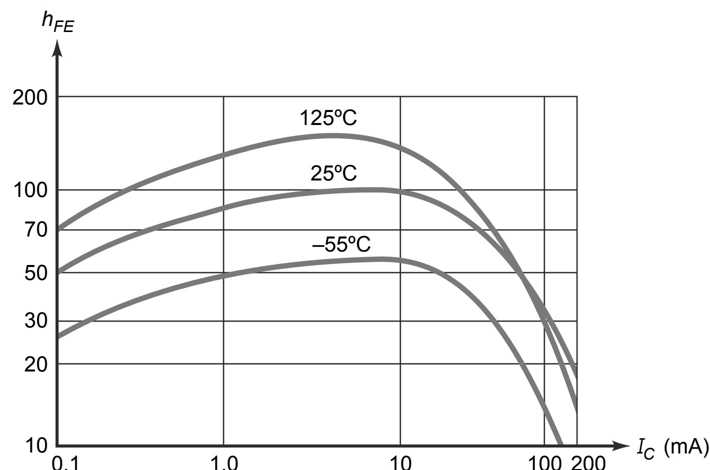
Cuando la temperatura es 25°C (la curva intermedia), la ganancia de corriente es 50 para 0,1 mA. A medida que la corriente aumenta desde 0,1 mA hasta 10 mA, h_{FE} aumenta hasta un máximo de 100. Después, disminuye hasta menos de 20 para 200 mA.

Observe también el efecto de la temperatura. Cuando la temperature disminuye, la ganancia de corriente es menor (la curva inferior). Por el contrario, cuando la temperatura aumenta, h_{FE} aumenta en casi todo el rango de valores de corriente (curva superior).

Idea principal

Como podemos ver, la sustitución de un transistor, las variaciones de la corriente de colector o las variaciones temperatura pueden producir grandes variaciones en h_{FE} o β_{dc}. Para una temperatura dada, una variación de 3:1 es posible cuando se reemplaza un transistor. Cuando la temperatura varía, es posible una variación adicional de 3:1. Y cuando varía la corriente, es posible más que una variación de 3:1. En resumen, el 2N3904 puede tener una ganancia de corriente desde menor que 10 hasta mayor que 300. Por esta razón, cualquier diseño que dependa de un valor preciso de la ganancia de corriente fallará en una fabricación en serie.

Figura 7.1 Variación de la ganancia de corriente.



7.2 La recta de carga

La Figura 7.2*a* muestra la conexión en emisor común (EC) explicada en el Capítulo 6. Dados los valores de R_B y β_{dc}, podemos calcular la corriente de colector I_C y la tensión de colector V_{CE} utilizando los métodos explicados en en el capítulo anterior.

Polarización de base

El circuito de la Figura 7.2*a* es un ejemplo de **polarización de base,** lo que significa que se establece un *valor fijo de la corriente de base.* Por ejemplo, si if $R_B = 1$ MΩ, la corriente de base es 14,3 μA (segunda aproximación). Incluso si se reemplaza un transistor o hay variaciones de temperatura, la corriente de base permanece constante en un valor de, aproximadamente, 14,3 μA bajo todas las condiciones de operación.

Si $\beta_{dc} = 100$ en la Figura 7.2*a*, la corriente de colector es aproximdamente igual a 1,43 mA y la tensión colector-emisor es:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 15 \text{ V} - (1{,}43 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 10{,}7 \text{ V}$$

Por tanto, el punto de reposo (*quiescent*) *Q* de la Figura 7.2*a* es:

$$I_C = 1{,}43 \text{ mA} \qquad \text{y} \qquad V_{CE} = 10{,}7 \text{ V}$$

Solución gráfica

También podemos hallar el punto *Q* utilizando una solución gráfica basada en la **recta de carga** del transistor, una gráfica de I_C en función de V_{CE}. En la Figura 7.2*a*, la tensión colector-emisor viene dada por:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Despejando I_C tenemos:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \tag{7.1}$$

Si dibujamos esta ecuación en una gráfica (I_C en función de V_{CE}), obtendremos una línea recta. Esta línea se denomina *recta de carga* porque representa el efecto de la carga en I_C y V_{CE}.

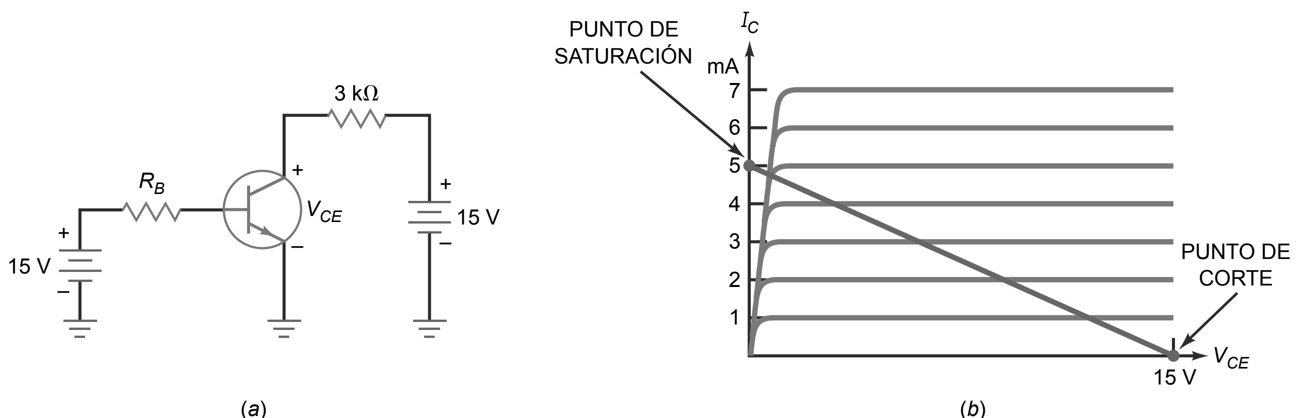
Por ejemplo, sustituyendo los valores de la Figura 7.2*a* en la Ecuación (7.1) se tiene:

$$I_C = \frac{15 \text{ V} - V_{CE}}{3 \text{ k}\Omega}$$

Esta ecuación es una ecuación lineal, es decir, su gráfica es una línea recta. (*Nota:* una *ecuación lineal* es cualquier ecuación que se puede reducir a la forma estándar $y = mx + b$.) Si dibujamos la ecuación anterior sobre las curvas de colector obtenemos la Figura 7.2*b*.

Los extremos de la recta de carga pueden obtenerse muy fácilmente. Cuando $V_{CE} = 0$ en la ecuación de la recta de carga (la ecuación anterior):

Figura 7.2 Polarización de base. (*a*) Circuito. (*b*) Recta de carga.



$$I_C = \frac{15 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

Los valores, $I_C = 5$ mA y $V_{CE} = 0$, se encuentran en el extremo superior de la recta de carga de la Figura 7.2*b*.
Cuando $I_C = 0$, la ecuación de la recta de carga queda como sigue:

$$0 = \frac{15 \text{ V} - V_{CE}}{3 \text{ k}\Omega}$$

luego,

$$V_{CE} = 15 \text{ V}$$

Las coordenadas, $I_C = 0$ y $V_{CE} = 15$ V se encuentran en el extremo inferior de la recta de carga de la Figura 7.2*b*.

Resumen visual de todos los puntos de trabajo

¿Por qué es útil la recta de carga? Porque contiene todos los puntos de trabajo posibles para el circuito. Dicho de otra forma, cuando la resistencia de base varía de cero a infinito, la corriente I_B varía, lo que hace que I_C y V_{CE} varíen dentro de sus rangos completos. Si dibujamos los valores de I_C y V_{CE} para todos los valores posibles de I_B, obtendremos la recta de carga. Por tanto, la recta de carga es un resumen visual de *todos los posibles puntos de operación del transistor.*

El punto de saturación

Cuando la resistencia de base es demasiado pequeña, la corriente de colector se hace muy grande y la tensión colector-emisor cae a aproximadamente cero. En este caso, el transistor entra en *saturación,* lo que significa que la corriente de colector ha aumentado hasta su valor máximo posible.

INFORMACIÓN ÚTIL

Cuando un transistor se satura, los incrementos en la corriente de base no da lugar a incrementos en la corriente de colector.

El **punto de saturación** es el punto de la Figura 7.2*b* donde la recta de carga intersecta con la región de saturación de las curvas de colector. Dado que la tensión colector-emisor V_{CE} en el punto de saturación es muy pequeña, este punto toca casi el extremo superior de la recta de carga. A partir de ahora, aproximaremos el punto de saturación al extremo superior de la recta de carga, teniendo en cuenta que se comete un ligero error.

El punto de saturación nos especifica la máxima corriente de colector posible del circuito. Por ejemplo, el transistor de la Figura 7.3*a* entra en saturación cuando la corriente de colector es aproximadamente igual a 5 mA. Con esta corriente, V_{CE} disminuye hasta prácticamente cero.

Existe un método sencillo que permite calcular la corriente en el punto de saturación. Imagine un cortocircuito entre el colector y el emisor, como se muestra en la Figura 7.3*b*. En esta situación, V_{CE} se hace igual a cero. Los 15 V de la alimentación del colector caerán en la resistencia de 3 kΩ. Por tanto, la corriente es:

$$I_C = \frac{15 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

Puede aplicar este método de imaginar el "cortocircuito" a cualquier circuito con polarización de base.
La fórmula para calcular la corriente de saturación en los circuitos con polarización de base es:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} \qquad (7.2)$$

Esto quiere decir que el valor máximo de la corriente de colector es igual a la tensión de alimentación del colector dividida entre la resistencia de colector. Esto no es nada más que la ley de Ohm aplicada a la resistencia de colector. La Figura 7.3*b* es un recordatorio visual de esta ecuación.

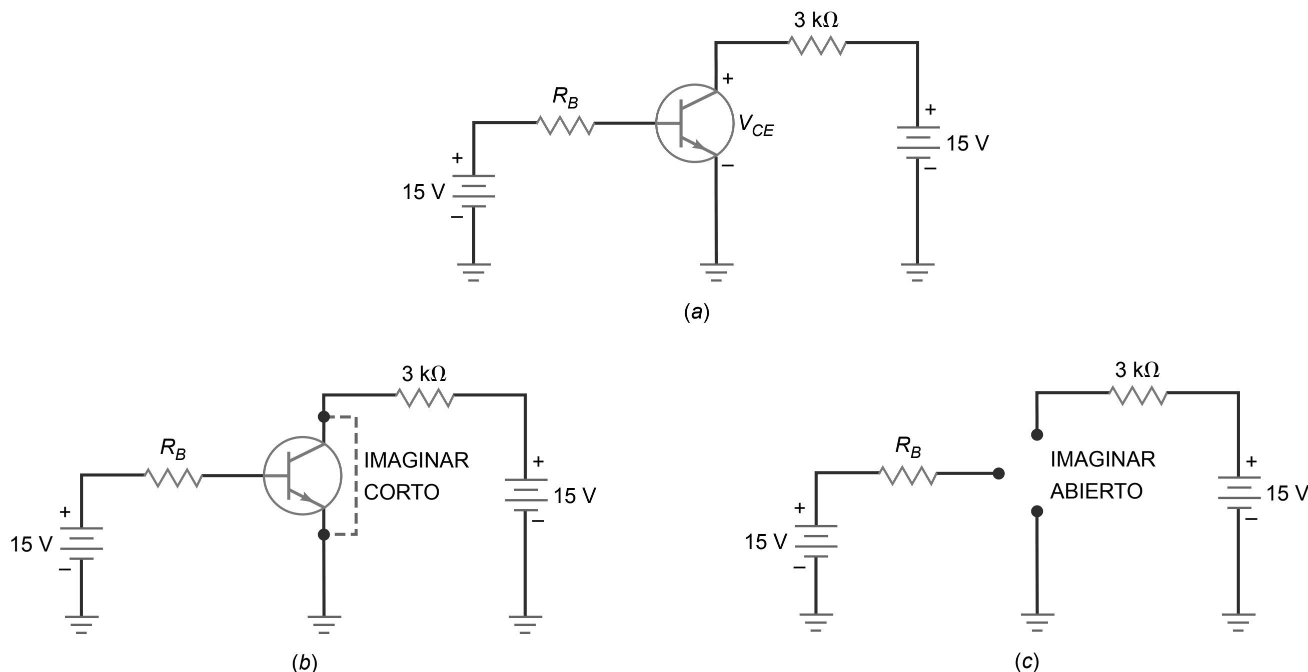
INFORMACIÓN ÚTIL

Un transistor está cortado cuando su corriente de colector es cero.

El punto de corte

El **punto de corte** es el punto en el que la recta de carga intersecta con la región de corte de las curvas de colector, como se muestra en la Figura 7.2*b*. Puesto que la corriente de colector en el punto de corte es muy pequeña, el

Figura 7.3 Cálculo de los puntos extremos de la recta de carga. (*a*) Circuito. (*b*) Cálculo de la corriente de saturación de colector. (*c*) Cálculo de la tensión de corte colector-emisor.



punto de corte es muy próximo al extremo inferior de la recta de carga. A partir de ahora, aproximaremos el punto de corte al extremo inferior de la recta de carga.

El punto de corte nos proporciona la tensión colector-emisor máxima posible del circuito. En la Figura 7.3*a*, la tensión V_{CE} máxima posible es aproximadamente igual a 15 V, la tensión de alimentación del colector.

He aquí el sencillo proceso que permite calcular la tensión de corte: imagine el transistor de la Figura 7.3*a* como un circuito abierto entre el colector y el emisor (véase la Figura 7.3*c*). Dado que no hay corriente a través de la resistencia de colector para esta condición de circuito abierto, los 15 V de la tensión de alimentación del colector aparecerán entre los terminales de colector y emisor. Por tanto, la tensión entre el colector y el emisor será igual a 15 V:

$$V_{CE(\text{corte})} = V_{CC} \tag{7.3}$$

Ejemplo 7.1

¿Cuáles son la corriente de saturación y la tensión de corte del circuito de la Figura 7.4*a*?

SOLUCIÓN Imaginamos un cortocircuito entre el colector y el emisor. Luego:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{30\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 10\text{ mA}$$

A continuación, imaginamos los terminales colector-emisor en abierto. En este caso:

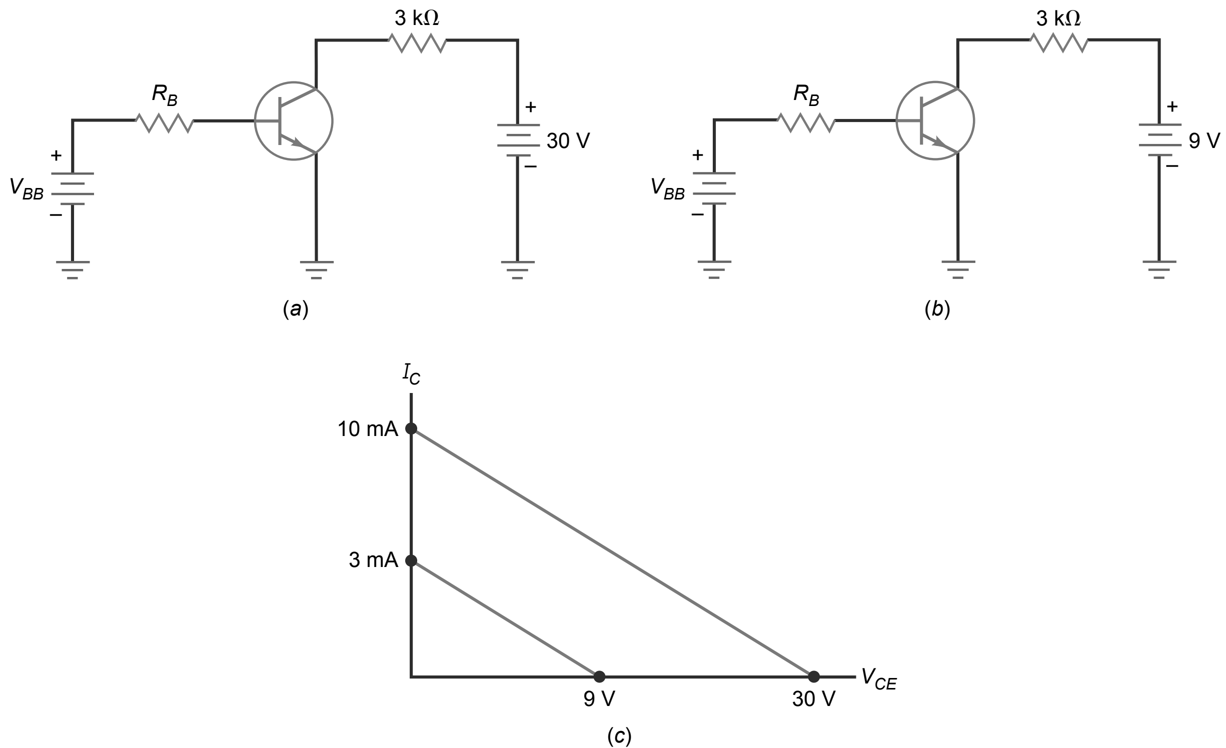
$$V_{CE(\text{corte})} = 30\text{ V}$$

Ejemplo 7.2

Calcule los valores de saturación y de corte en el circuito de la Figura 7.4 *b*. Dibuje las rectas de carga para éste y para el ejemplo anterior.

SOLUCIÓN Imaginando un cortocircuito entre el colector y el emisor:

Figura 7.4 Rectas de carga para la misma resistencia de colector. (*a*) Con una alimentación de colector de 30 V. (*b*) Con una alimentación de colector de 9 V. (*c*) Rectas de cargas con la misma pendiente.



$$I_{C(\text{sat})} = \frac{9\,\text{V}}{3\,\text{k}\Omega} = 3\text{ mA}$$

Si imaginamos un circuito abierto entre el colector y el emisor tenemos:

$$V_{CE(\text{corte})} = 9\text{ V}$$

La Figura 7.4*c* muestra las dos líneas de carga. Modificar la tensión de alimentación del colector a la vez que se mantiene la misma resistencia de colector produce dos rectas de carga con las misma pendiente pero con diferentes valores de saturación y corte.

PROBLEMA PRÁCTICO 7.2 Hallar la corriente de saturación y la tensión de corte del circuito de la Figura 7.2*a*, si la resistencia de colector es 2 kΩ y V_{CC} es 12 V.

Ejemplo 7.3

Hallar la corriente de saturación y la tensión de corte en el circuito de la Figura 7.5*a*.

SOLUCIÓN La corriente de saturación es:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{15\text{ V}}{1\,\text{k}\Omega} = 15\text{ mA}$$

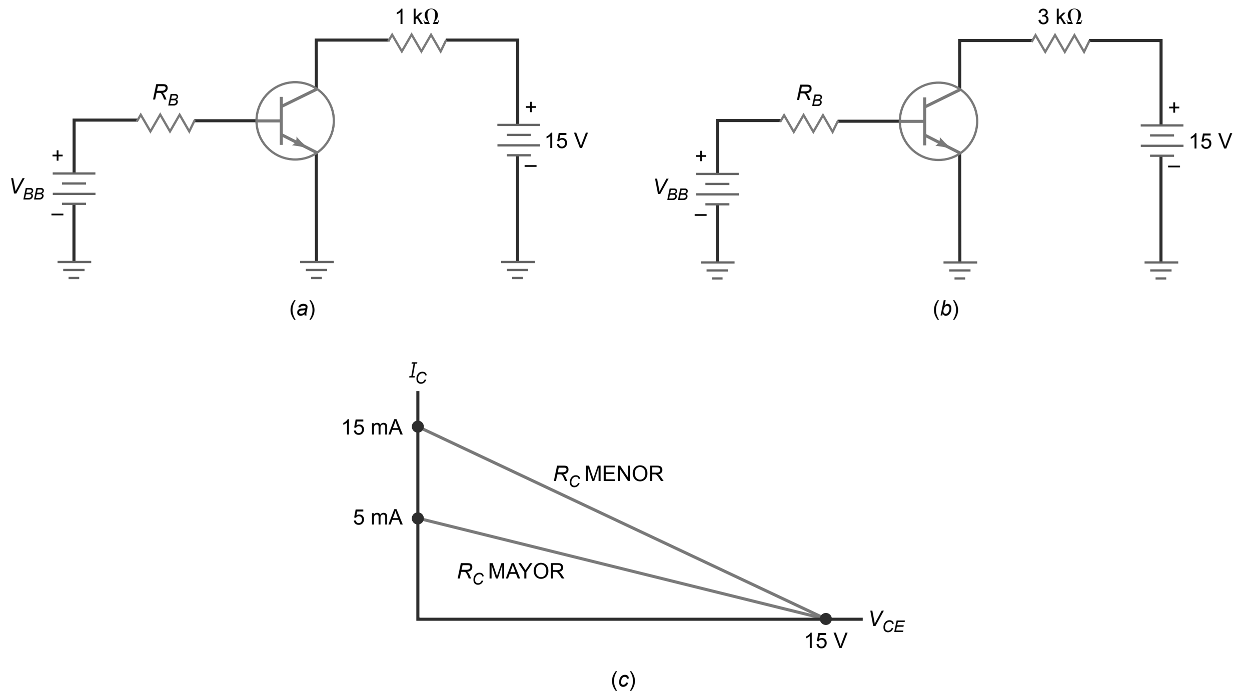
La tensión de corte es:

$$V_{CE(\text{corte})} = 15\text{ V}$$

Ejemplo 7.4

Calcule los valores de saturación y de corte de la Figura 7.5*b*. A continuación, compare las rectas de cargas en este caso con las del ejemplo anterior.

Figura 7.5 Rectas de carga para la misma tensión de colector. (*a*) Con una resistencia de colector de 1 kΩ. (*b*) Con una resistencia de colector de 3 kΩ. (*c*) Cuanto más pequeña es R_C más abrupta es la pendiente.



SOLUCIÓN Los cálculos son los siguientes:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{15\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 5\text{ mA}$$

y

$$V_{CE(\text{corte})} = 15\text{ V}$$

La Figura 7.5*c* muestra las dos rectas de carga. Si cambiamos la resistencia de colector manteniendo la misma tensión de alimentación en el colector, obtendremos rectas de carga con diferentes pendientes pero con los mismos valores de corte. Observe también que una resistencia de colector más pequeña produce una pendiente mayor (más abrupta o próxima a la vertical). Esto es así porque la pendiente de la recta de car ga es igual al recíproco de la resistencia de colector:

$$\text{Pendiente} = \frac{1}{R_C}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 7.4 Utilizando la Figura 7.5*b*, ¿qué le ocurre a la recta de car ga del circuito si el valor de la resistencia de carga se cambia a 5 kΩ?

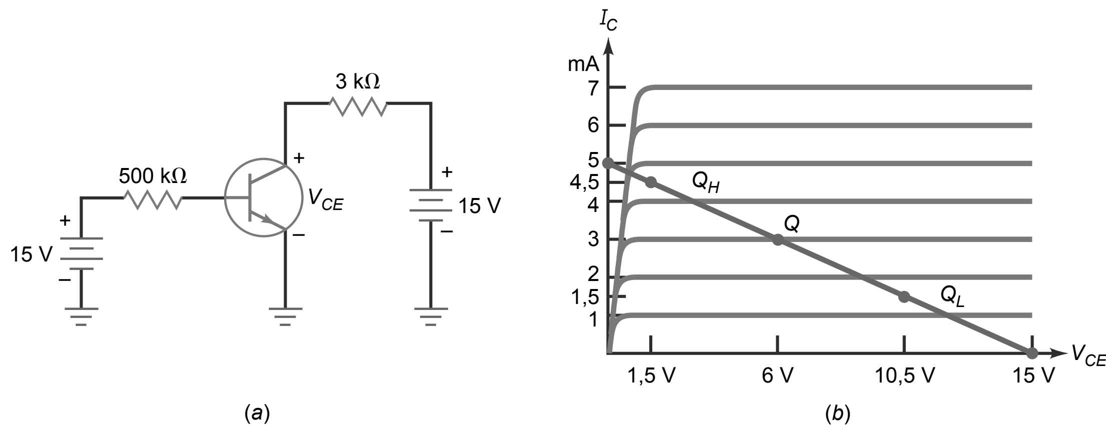
7.3 El punto de operación

Todo circuito de transistores tiene una recta de car ga. Dado cualquier circuito, es posible conocer su corriente de saturación y su tensión de corte. Estos valores se dibujan sobre los ejes vertical y horizontal. Después, se dibuja la recta que pasa por estos dos puntos para obtener la recta de carga.

Determinación del punto *Q*

La Figura 7.6*a* muestra un circuito con polarización de base con una resistencia de base de 500 k Ω. Aplicando el procedimiento anterior obtenemos la corriente de saturación y la tensión de corte. En primer lugar, imaginamos un

Figura 7.6 Cálculo del punto *Q*. (*a*) Circuito. (*b*) Variaciones en la ganancia de corriente producen variaciones en el punto *Q*.



cortocircuito entre los terminales de colector y de emisor, con lo que toda la tensión de alimentación del colector aparece en la resistencia de colector, lo que significa que la corriente de saturación es igual a 5 mA. Segundo, imaginamos en circuito abierto los terminales de colector-emisor. En este caso, no hay corriente y toda la tensión de alimentación aparece en los terminales de colector-emisor, lo que significa que la tensión de corte es 15 V. Si dibujamos en una gráfica la corriente de saturación y el punto de corte, podemos trazar la recta de carga mostrada en la Figura 7.6*b*.

Vamos a suponer que tenemos un transistor ideal con el fin de mantener la exposición simple. Por tanto, toda la tensión de alimentación de la base aparecerá en la resistencia de base, con lo que la corriente de base es:

$$I_B = \frac{15 \text{ V}}{500 \text{ k}\Omega} = 30 \ \mu\text{A}$$

No podemos continuar si no conocemos el valor de la ganancia de corriente. Supongamos que la ganancia de corriente del transistor es 100. Luego la corriente de colector es:

$$I_C = 100(30 \ \mu\text{A}) = 3 \text{ mA}$$

Esta corriente fluye a través de la resistencia de colector de 3 kΩ y genera una tensión de 9 V en la misma. Si restamos esta tensión de la tensión de alimentación del colector, obtenemos la tensión que cae en el transistor. He aquí los cálculos:

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (3 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 6 \text{ V}$$

Reflejando en la gráfica los valores obtenidos, 3 mA y 6 V (la tensión y la corriente de colector), obtenemos el punto de trabajo mostrado en la recta de carga de la Figura 7.6*b*. El punto de trabajo se ha etiquetado como *Q*, porque a menudo se denomina **punto de reposo** (*quiescent,* reposo).

¿Por qué varía el punto *Q*?

Supongamos una ganancia de corriente de 100. ¿Qué ocurre si la ganancia de corriente es igual a 50? ¿Y si es igual a 150? Para empezar, la corriente de base permanece constante, ya que la ganancia de corriente no tiene ningún efecto sobre la corriente de base. Idealmente, la corriente de base es constante e igual a 30 μA. En el caso de que la ganancia de corriente sea igual a 50:

$$I_C = 50(30 \ \mu\text{A}) = 1{,}5 \text{ mA}$$

y la tensión colector-emisor será:

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (1{,}5 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 10{,}5 \text{ V}$$

Si dibujamos estos valores en la gráfica obtenemos el punto inferior Q_L mostrado en la Figura 7.6*b*.

Si la ganancia de corriente es de 150, tenemos:

$$I_C = 150(30 \ \mu\text{A}) = 4{,}5 \text{ mA}$$

y la tensión de colector-emisor será:

INFORMACIÓN ÚTIL

Como los valores de I_C y V_{CE} son dependientes de los valores de beta en un circuito con polarización de base, se dice que el circuito es *dependiente de beta.*

$V_{CE} = 15\text{ V} - (4,5\text{ mA})(3\text{ k}\Omega) = 1,5\text{ V}$

Llevando estos valores sobre la gráfica obtenemos el punto superior Q_H mostrado en la Figura 7.6*b*.

Los tres puntos Q de la Figura 7.6*b* ilustran la sensibilidad del punto de trabajo de un transistor con polarización de base respecto de las variaciones de β_{dc}. Cuando la ganancia de corriente varía de 50 a 150, la corriente de colector varía desde 1,5 a 4,5 mA. Si las variaciones de la ganancia de corriente fueran mucho mayores, el punto de trabajo podría fácilmente llegar a la saturación o a la región de corte. En este caso, un circuito amplificador dejaría de ser útil, ya que dejaría de funcionar en la región activa.

La fórmulas

Las fórmulas para calcular el punto Q son las siguientes:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (7.4)$$

$$I_C = \beta_{dc} I_B \quad (7.5)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (7.6)$$

Ejemplo 7.5

Suponga que la resistencia de base de la Figura 7.6*a* se aumenta hasta 1 MΩ. ¿Qué ocurre con la tensión colector-emisor si β_{dc} es igual a 100?

SOLUTION Idealmente, la corriente de base disminuiría a 15 μA, la corriente de colector disminuiría a 1,5 mA y la tensión colector-emisor aumentaría a:

$V_{CE} = 15 - (1,5\text{ mA})(3\text{ k}\Omega) = 10,5\text{ V}$

Con la segunda aproximación, la corriente de base disminuiría a 14,3 μA y la corriente de colector disminuiría a 1,43 mA. La tensión colector-emisor aumentaría a:

$V_{CE} = 15 - (1,43\text{ mA})(3\text{ k}\Omega) = 10,7\text{ V}$

PROBLEMA PRÁCTICO 7.5 Si el valor de β_{dc} en el Ejemplo 7.5 cambia a 150 debido a una variación de temperatura, hallar el nuevo valor de V_{CE}.

7.4 Cómo reconocer la saturación

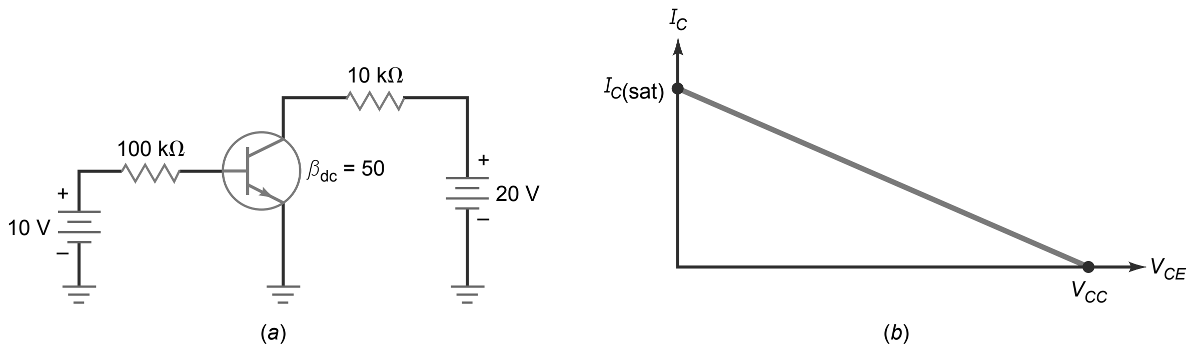
Existen dos tipos básicos de circuitos de transistores: los circuitos de **amplificación** y los circuito de **conmutación**. En los circuitos de amplificación, el punto Q debe permanecer en la región activa para todas las condiciones de operación. Si no ocurre así, la señal de salida se verá distorsionada en los picos, donde se produce la saturación y el corte. En los circuitos de conmutación, el punto Q normalmente conmuta entre saturación y corte. Cómo funcionan los circuitos de conmutación, qué hacen y por qué se utilizan se abordará más adelante.

Reducción al absurdo

Suponga que el transistor de la Figura 7.7*a* tiene una tensión de disrupción mayor que 20V. Por tanto, sabemos que no está funcionando en la región de disrupción. Además, a primera vista, y fijándonos en las tensiones de polarización, podemos decir que el transistor no está funcionando en la región de corte. Sin embar go, lo que no es evidente de forma inmediata, es si el transistor está funcionando en la región activa o en la región de saturación. Sabemos que tiene que estar funcionando en una de estas regiones, pero ¿en cuál?

Los técnicos de reparaciones y los diseñadores a menudo utilizan el siguiente método para determinar si un transistor está operando en la región activa o en la región de saturación. He aquí los pasos que se aplican en este método:

Figura 7.7 (*a*) Circuito con polarización de base. (*b*) Recta de carga.



1. Suponer que el transistor está operando en la región activa.
2. Realizar los cálculos para obtener las corrientes y tensiones.
3. Si se obtienen resultados absurdos en cualquiera de los cálculos, la suposición hecha en el paso 1 es falsa.

Una solución absurda significa que el transistor está saturado. En caso contrario, el transistor estará operando en la región activa.

Método de la corriente de saturación

Por ejemplo, la Figura 7.7*a* muestra un circuito con polarización de base. Comenzamos calculando la corriente de saturación:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{20\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} = 2\ \text{mA}$$

Idealmente, la corriente de base es igual a 0,1 mA. Suponiendo una ganancia de corriente de 50 como se indica en la figura, la corriente de colector es:

$$I_C = 50(0{,}1\ \text{mA}) = 5\ \text{mA}$$

La respuesta es absurda porque la corriente de colector no puede ser mayor que la corriente de saturación. Por tanto, el transistor no puede estar funcionando en la región activa; tiene que estar haciéndolo en la región de saturación.

Método de la tensión de colector

Supongamos que deseamos calcular V_{CE} en la Figura 7.7*a*. Podemos proceder de la siguiente manera: la corriente de base idealmente es 0,1 mA. Suponiendo una ganancia de corriente de 50 como se indica, la corriente de colector es:

$$I_C = 50(0{,}1\ \text{mA}) = 5\ \text{mA}$$

y la tensión colector-emisor es:

$$V_{CE} = 20\ \text{V} - (5\ \text{mA})(10\ \text{k}\Omega) = -30\ \text{V}$$

Este resultado es absurdo porque la tensión colector-emisor no puede ser negativa. Por tanto, el transistor no puede estar operando en la región activa; tiene que estar funcionando en la región de saturación.

La ganancia de corriente es menor en la región de saturación

Cuando se proporciona la ganancia de corriente, normalmente es para la región activa. Por ejemplo, la ganancia de corriente en el circuito de la Figura 7.7*a* es 50. Esto significa que la corriente de colector es 50 veces la corriente de base cuando el transistor está funcionando en la región activa.

Cuando un transistor se satura, la ganancia de corriente es menor que la ganancia de corriente en la región activa. Podemos calcular la ganancia de corriente en la región de saturación del siguiente modo:

$$\beta_{dc(\text{sat})} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{I_B}$$

En la Figura 7.7*a*, la ganancia de corriente en la región de saturación es

$$\beta_{dc(sat)} = \frac{2\text{ mA}}{0{,}1\text{ mA}} = 20$$

Saturación fuerte

Un diseñador que desee que un transistor trabaje en la región de saturación bajo todas las condiciones de operación, normalmente seleccionará una resistencia de base que produzca una ganancia de corriente de 10. Esto es lo que denomina **saturación fuerte,** porque existe una corriente de base más que suficiente para saturar el transistor. Por ejemplo, una resistencia de base de 50 kΩ en el circuito de la Figura 7.7*a* producirá una ganancia de corriente de:

$$\beta_{dc} = \frac{2\text{ mA}}{0{,}2\text{ mA}} = 10$$

Para el transistor de la Figura 7.7*a* sólo se necesita una

$$I_B = \frac{2\text{ mA}}{50} = 0{,}04\text{ mA}$$

para saturar el transistor. Por tanto, una corriente de base de 0,2 mA hará que el transistor trabaje en la región de saturación.

¿Por qué un diseñador puede querer utilizar la saturación fuerte? Recuerde que la ganancia de corriente varía con la corriente de colector, las variaciones de temperatura y si se reemplaza el transistor. Con el fin de garantizar que el transistor no se salga de la región de saturación para corrientes de colector pequeñas, temperaturas bajas, etc., el diseñador emplea la saturación fuerte para asegurar la saturación del transistor bajo todas las condiciones de operación.

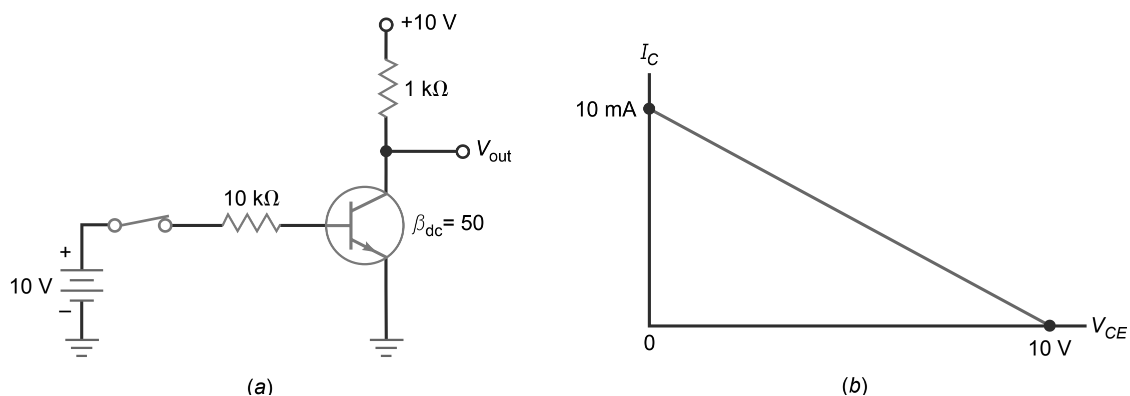
A partir de ahora, *saturación fuerte* hará referencia a cualquier diseño que tenga una ganancia de corriente en la región de saturación de aproximadamente 10. La **saturación suave** hará referencia a cualquier diseño en el que el transistor apenas se sature, es decir, en el que la ganancia de corriente para saturación sea sólo un poco menor que la ganancia de corriente de la región activa.

Cómo reconocer la saturación fuerte de un vistazo

He aquí cómo podemos saber rápidamente si un transistor está en saturación fuerte. A menudo, la tensión de alimentación de la base y la tensión de alimentación del colector son iguales: $V_{BB} = V_{CC}$. Cuando éste sea el caso, un diseñador utilizara la regla 10 : 1, que establece que la resistencia de base tiene que ser aproximadamente 10 veces más grande que la resistencia de colector.

El circuito de la Figura 7.8*a* se ha diseñado aplicando la regla 10 : 1. Por tanto, cuando vea un circuito con una relación 10 : 1 (R_B respecto de R_C), puede suponer que trabaja en la región de saturación.

Figura 7.8 (*a*) Saturación fuerte. (*b*) Recta de carga.



Ejemplo 7.6

Suponga que la resistencia de base del circuito de la Figura 7.7*a* se aumenta a 1 MΩ. ¿Continuará saturado el transistor?

SOLUCIÓN Suponemos que el transistor está trabajando en la región activa y vemos si llegamos a alguna contradicción. Idealmente, la corriente de base es igual a 10 V dividido entre 1 MΩ, es decir 10 μA. La corriente de colector es 50 veces 10 μA, es decir, 0,5 mA. Esta corriente produce una tensión de 5 V en la resistencia de colector. Restando 5 de 20 V obtenemos:

$$V_{CE} = 15 \text{ V}$$

En este caso, no hay contradicción. Si el transistor estuviera saturado, habríamos obtenido un valor negativo o, como máximo, un valor de 0 V. Puesto que hemos obtenido el valor de 15 V, sabemos que el transistor está operando en la región activa.

Ejemplo 7.7

Suponga que la resistencia de colector en el circuito de la Figura 7.7*a* disminuye a 5 kΩ. ¿Permanecerá el transistor en la región de saturación?

SOLUCIÓN Suponemos que el transistor está funcionando en la región activa, y vemos si llegamos a alguna contradicción. Podemos utilizar el mismo método que en el Ejemplo 7.6, pero para variar , vamos a probar con el segundo método.

Comenzamos calculando el valor de saturación de la corriente de colector . Para ello, imaginamos un cortocircuito entre el colector y el emisor. En esta situación, los 20 V caerán en la resistencia de 5 kΩ, lo que da una corriente de colector de saturación de:

$$I_{C(\text{sat})} = 4 \text{ mA}$$

Idealmente, la corriente de base es igual a 10V dividido entre 100 kΩ, es decir, 0,1 mA. La corriente de colector es 50 veces 0,1 mA, por tanto, 5 mA.

Esto es una contradicción. La corriente de colector no puede ser mayor que 4 mA, porque el transistor se satura cuando $I_C = 4$ mA. Lo único que puede variar en este punto es la ganancia de corriente. La corriente de base continúa siendo 0,1 mA, pero la ganancia de corriente disminuye a:

$$\beta_{\text{dc(sat)}} = \frac{4 \text{ mA}}{0{,}1 \text{ mA}} = 40$$

Esto refuerza la idea expuesta anteriormente. Un transistor tiene dos ganancias de corriente: una en la región activa y otra en la región de saturación. Esta segunda es igual o menor que la primera.

PROBLEMA PRÁCTICO 7.7 Si la resistencia de colector del circuito de la Figura 7.7*a* es 4,7 kΩ, ¿qué valor de la resistencia de base producirá la saturación fuerte utilizando la regla de diseño 10:1?

7.5 El transistor como conmutador

La polarización de base resulta útil en los *circuitos digitales* porque, normalmente, estos circuitos están diseñados para trabajar en las regiones de saturación y de corte. Por esta razón, tienen tensiones de salida a nivel bajo o a nivel alto. En otras palabras, no se utiliza ninguno de los puntos *Q* comprendidos entre la saturación y el corte, por lo que las variaciones del punto *Q* no importan, ya que el transistor permanece en la región de saturación o en la de corte cuando la ganancia de corriente varía.

He aquí un ejemplo de utilización de un circuito con polarización de base para conmutar entre la saturación y el corte. La Figura 7.8*a* muestra un ejemplo de un transistor en saturación fuerte. Por tanto, la tensión de salida será aproximadamente 0 V. Esto significa que el punto *Q* se encuentra en el extremo superior de la recta de carga (Figura 7.8*b*).

Cuando el interruptor se abre, la corriente de base cae a cero. En consecuencia, la corriente de colector cae a cero. Si no circula corriente a través de la resistencia de 1 kΩ, toda la tensión de alimentación del colector aparecerá entre los terminales de colector y emisor. Por tanto, la tensión de salida aumenta hasta +10 V. Ahora, el punto *Q* se encuentra en el extremo inferior de la recta de carga (véase la Figura 7.8*b*).

El circuito sólo puede tener dos tensiones de salida: 0 o +10 V. Ésta es la forma en que podemos reconocer un circuito digital: sólo tienen dos niveles de salida: bajo o alto. Los valores exactos de las dos tensiones de salida no son importantes, lo único que importa es que podamos diferenciar las tensiones como un nivel bajo y un nivel alto.

Los circuitos digitales a menudo se denominan *circuitos de conmutación,* porque su puntos *Q* conmutan entre dos puntos de la recta de carga. En la mayoría de los diseños, los dos puntos son los correspondientes a la saturación y el corte. Otra denominación que se emplea con frecuencia es **circuito de dos estados**, en relación a las salidas a nivel bajo y alto.

Ejemplo 7.8

La tensión de alimentación del colector en la Figura 7.8*a* se ha disminuido a 5 V. ¿Cuáles son los valores que toma la tensión de salida? Si la tensión de saturación $V_{CE(\text{sat})}$ es 0,15 V y la corriente de fugas de colector I_{CEO} es igual a 50 nA, ¿cuáles son los dos valores de la tensión de salida?

SOLUCIÓN El transistor conmuta entre la saturación y el corte. Idealmente, los dos valores de la tensión de salida son 0 y 5 V. La primera tensión es la correspondiente a la tensión del transistor saturado y la segunda tensión es la correspondiente a la tensión del transistor en corte.

Si incluimos los efectos de la tensión de saturación y de la corriente de fugas de colector, las tensiones de salida son 0,15 y 5 V. La primera tensión es la correspondiente a la tensión del transistor saturado, 0,15 V. La segunda tensión es la tensión colector-emisor cuando circulan 50 nA a través de la resistencia de 1 kΩ:

$$V_{CE} = 5\text{ V} - (50\text{ nA})(1\text{ k}\Omega) = 4{,}99995\text{ V}$$

que si lo redondenamos son 5 V.

A menos que sea un diseñador, es una pérdida de tiempo incluir la tensión de saturación y la corriente de fugas en los cálculos de los circuitos de conmutación. En este tipo de circuitos, todo lo que se necesita son dos tensiones distintas: una baja y otra alta. No importa si la tensión baja es 0, 0,1; 0,15 V; etc. Del mismo modo, no es importante si la tensión alta es 5; 4,9 o 4,5 V. Normalmente, lo realmente importante en el análisis de cicuitos de conmutación es que se pueda diferenciar la tensión baja de la tensión alta.

PROBLEMA PRÁCTICO 7.8 Si el circuito de la Figura 7.8*a* utiliza 12 V como tensiones de alimentación de colector y de base, ¿cuáles son los dos valores que toma la tensión de salida? ($V_{CE(\text{sat})} = 0{,}15$ V e $I_{CEO} = 50$ nA).

7.6 Polarización de emisor

Los circuitos digitales constituyen el tipo de circuitos que se emplea en las computadoras. En este campo, la polarización de base y los circuitos derivados de este tipo de polarización resultan útiles. Sin embago, cuando se entra en el mundo de los amplificadores, lo que se necesita son circuitos cuyos puntos *Q* sean inmunes a las variaciones de la ganancia de corriente.

La Figura 7.9 muestra un circuito de **polarización de emisor**. Como puede ver, la resistencia se ha pasado del circuito de base al circuito de emisor. Este único cambio provoca una enorme diferencia. El punto *Q* de este nuevo circuito es hora extremadamente estable. Cuando la ganancia de corriente varía entre 50 y 150, el punto *Q* no muestra prácticamente ningún movimiento a lo largo de la línea de carga.

Idea básica

La tensión de alimentación de la base ahora se aplica directamente a la base. Por tanto, un técnico de reparaciones obtendrá una tensión V_{BB} entre la base y tierra. El emisor ya no está conectado a tierra, ahora está por encima de tierra y tiene una tensión que viene dada por:

$$\boldsymbol{V_E = V_{BB} - V_{BE}} \qquad \textbf{(7.7)}$$

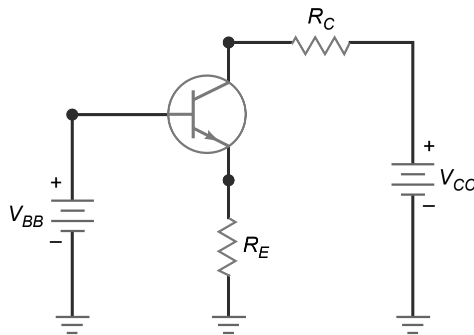


Figura 7.9 Polarización de emisor.

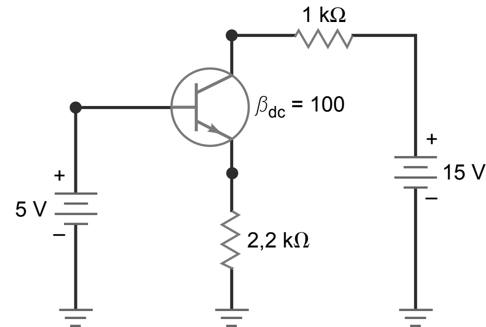


Figura 7.10 Cómo calcular el punto *Q*.

Si V_{BB} es 20 veces mayor que V_{BE}, la aproximación ideal dará resultados precisos. Si V_{BB} es 20 veces menor que V_{BE}, es posible que se deba utilizar la segunda aproximaciónyou, ya que, de lo contrario, el error será mayor del 5 por ciento.

Cómo hallar el punto *Q*

Analicemos el circuito con polarización de emisor de la Figura 7.10. La tensión de alimentación de la base es sólo de 5 V, por lo que utilizamos la segunda aproximación. La tensión entre la base y tierra es 5 V. A partir de ahora, nos referiremos a esta tensión de base respecto de tierra como la *tensión de base,* o V_B. La tensión que cae entre los terminales de base y emisor es 0,7 V. Del mismo modo, a esta tensión la denominaremos *tensión base-emisor,* o V_{BE}.

La tensión entre el emisor y tierra se denomina *tensión de emisor* y es igual a:

$$V_E = 5\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 4{,}3\text{ V}$$

Esta tensión cae en la resistencia de emisor, por lo que podemos emplear la ley de Ohm para calcular la corriente de emisor:

$$I_E = \frac{4{,}3\text{ V}}{2{,}2\text{ k}\Omega} = 1{,}95\text{ mA}$$

Esto significa que la corriente de colector es aproximadamente igual a 1,95 mA. Cuando esta corriente de colector fluye a través de la resistencia de colector, produce una caída de tensión de 1,95 V. Restando este valor de la tensión de alimentación del colector obtenemos la tensión entre el colector y tierra:

$$V_C = 15\text{ V} - (1{,}95\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 13{,}1\text{ V}$$

A partir de ahora, denominaremos *tensión de colector* a esta tensión entre colector y tierra.

Ésta es la tensión que un técnico de reparaciones tiene que medir a la hora de probar un circuito de transistores. Un terminal del voltímetro se conectará al colector y el otro a tierra. Si desea conocer la tensión colector -emisor, tendrá que restar la tensión de emisor de la tensión de colector de la siguiente manera:

$$V_{CE} = 13{,}1\text{ V} - 4{,}3\text{ V} = 8{,}8\text{ V}$$

Por tanto, el circuito con polarización de emisor de la Figura 7.10 tiene un punto *Q* con las coordenadas siguientes: $I_C = 1{,}95$ mA y $V_{CE} = 8{,}8$ V.

La tensión colector-emisor es la tensión utilizada para dibujar las rectas de carga y para leer las hojas de características. Como fórmula:

$$\boldsymbol{V_{CE} = V_C - V_E} \qquad \textbf{(7.8)}$$

El circuito es inmune a las variaciones de la ganancia de corriente

He aquí por qué la polarización de emisor es tan sobresaliente: el punto *Q* de un circuito con polarización de emisor es inmune a las variaciones de la ganancia de corriente. La demostración se basa en el proceso utilizado para analizar el circuito. Los pasos que hemos usados anteriormente son:

1. Obtener la tensión de emisor.
2. Calcular la corriente de emisor.

3. Hallar la tensión de colector.
4. Restar la tensión de emisor de la tensión de colector para obtener V_{CE}.

En el proceso anterior no necesitamos en ningún momento utilizar la ganancia de corrriente. Dado que no la necesitamos para hallar la corriente de emisor, ni la corriente de colector, etc., el valor exacto de la ganancia de corriente ya no resulta importante.
Al cambiar la resistencia de la base al circuito de emisor , estamos forzando a que la tensión entre la base y tierra se igual a la tensión de alimentación de la base. Antes, casi toda la tensión de alimentación caía en la resistencia de base, estableciendo así una *corriente de base fija*. Ahora, toda la tensión de alimentación menos 0,7V cae en la resistencia de emisor, estableciendo así una *corriente fija de emisor.*

INFORMACIÓN ÚTIL

Dado que los valores de I_C y V_{CE} no se ven afectados por el valor de beta en un circuito con polarización de emisor, este tipo de circuito se dice que es *independiente de beta.*

Efecto secundario de la ganancia de corriente

La ganancia de corriente tiene un efecto secundario en la corriente de colector. Bajo todas las condiciones de operación, la tres corrientes están relacionadas por la siguiente expresión:

$$I_E = I_C + I_B$$

que podemos expresar de la siguiente manera:

$$I_E = I_C + \frac{I_C}{\beta_{dc}}$$

Despejando la corriente de colector, obtenemos:

$$\boldsymbol{I_C = \frac{\beta_{dc}}{\beta_{dc} + 1} I_E} \qquad \textbf{(7.9)}$$

El cociente que multiplica a I_E se denomina **factor de corrección** y nos dice cúanto difiere I_C de I_E. Cuando la ganancia de corriente es 100, el factor de corrección es:

$$\frac{\beta_{dc}}{\beta_{dc} + 1} = \frac{100}{100 + 1} = 0{,}99$$

Esto quiere decir que la corriente de colector es igual al 99 por ciento de la corriente de emisor. Por tanto, el error que cometemos al ignorar el factor de corrección es sólo de un 1 por ciento, por lo que decimos que la corriente de colector es igual a la corriente de emisor.

Ejemplo 7.9

¿Cuál es la tensión entre el colector y tierra en el circuito del programa de simulación de circuitos mostrado en la Figura 7.11? ¿Y entre el colector y el emisor?

SOLUCIÓN La tensión de base es 5 V. La tensión de emisor es 0,7 V menor que ésta, es decir:

$$V_E = 5\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 4{,}3\text{ V}$$

Esta tensión cae en la resistencia de emisor, que ahora tiene un valor de 1 kΩ. Por tanto, la corriente de emisor es igual a 4,3 V dividido entre 1 kΩ, luego:

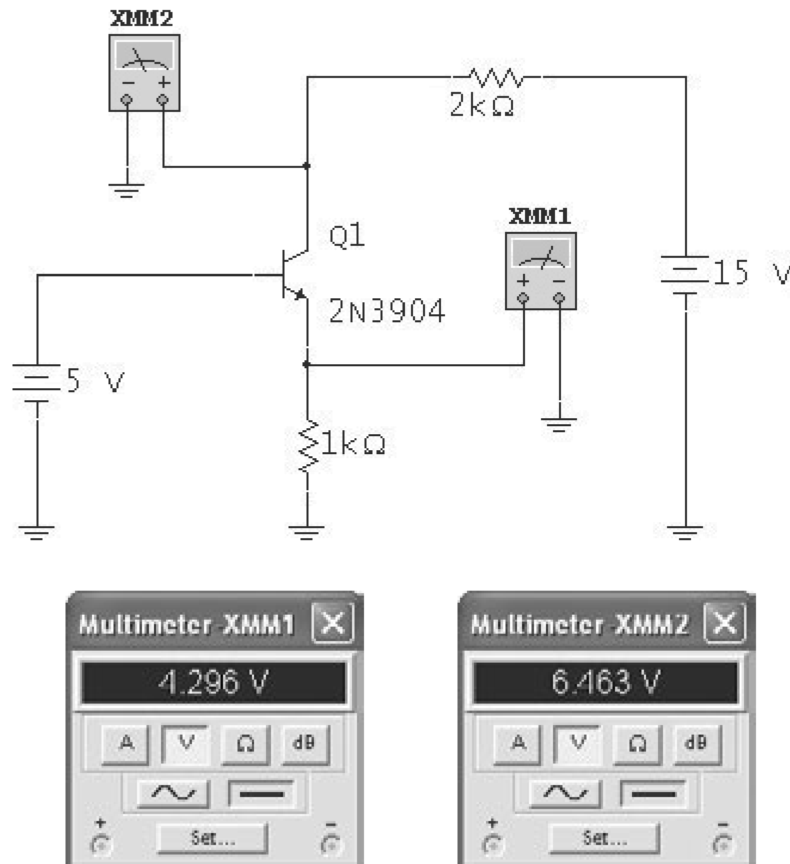
$$I_E = \frac{4{,}3\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 4{,}3\text{ mA}$$

La corriente de colector es aproximadamente igual a 4,3 mA. Cuando esta corriente circula por la resistencia de colector (ahora 2 kΩ), genera una tensión de:

$$I_C R_C = (4{,}3\text{ mA})(2\text{ k}\Omega) = 8{,}6\text{ V}$$

Si restamos esta tensión de la tensión de alimentación del colector, obtenemos:

Figura 7.11 Valores medidos.



$V_C = 15\text{ V} - 8{,}6\text{ V} = 6{,}4\text{ V}$

Este valor de tensión es muy próximo al valor medido por el programa de simulación de circuitos. Recuerde que se trata de la tensión entre colector y tierra. Esta es la medida que se debe realizar cuando se están localizando averías.

A menos que disponga de un voltímetro con una resistencia de entrada alta y un terminal de tierra flotante, no debe intentar conectar un voltímetro directamente entre el colector y el emisor, porque esto puede cortocircuitar el emisor a tierra. Si desea conocer el valor de V_{CE}, debe medir la tensión entre el colector y tierra, luego medir la tensión entre el emisor y tierra y restar ambas medidas. En este caso:

$V_{CE} = 6{,}4\text{ V} - 4{,}3\text{ V} = 2{,}1\text{ V}$

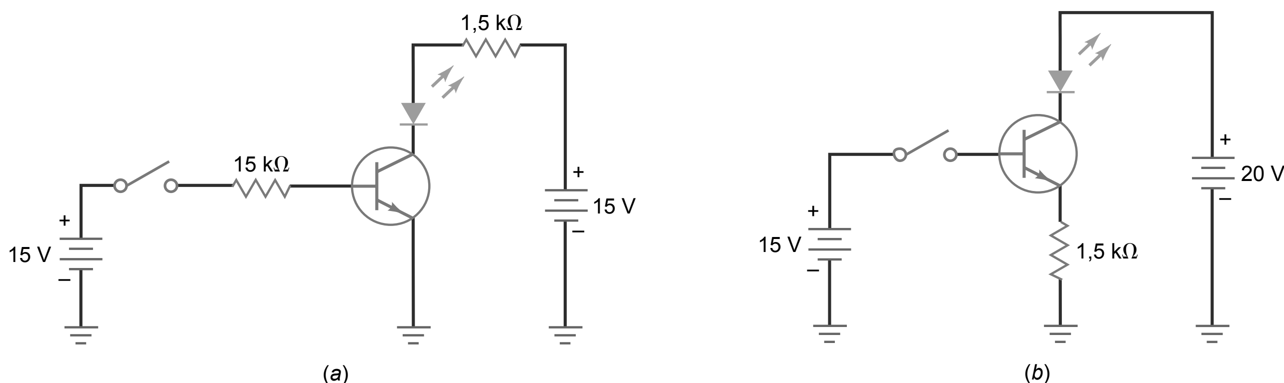
PROBLEMA PRÁCTICO 7.9 Disminuya la tensión de alimentación de la base en el circuito de la Figura 7.11 a 3 V. Estime y mida el nuevo valor de V_{CE}.

7.7 Excitadores de diodos LED

Hemos aprendido que los circuitos con polarización de base establecen un valor fijo para la corriente de base y que los circuitos con polarización de emisor establecen un valor fijo para la corriente de emisor . Debido al problema de la ganancia de corriente, los circuitos con polarización de base normalmente están diseñados para conmutar entre la región de saturación y la de corte, mientras que los circuitos con polarización de emisor habitualmente están diseñados para trabajar en la región activa.

En esta sección, vamos a estudiar dos circuitos que pueden utilizarse como excitadores de diodos LED. El primer circuito utiliza polarización de base y el segundo polarización de emisor. Esto nos va a proporcionar la posibilidad de ver cómo funciona cada uno de los circuitos en la misma aplicación.

Figura 7.12 (*a*) Polarización de base. (*b*) Polarización de emisor.



Excitador de diodo LED con polarización de base

En el circuito de la Figura 7.12*a,* la corriente de base es cero, lo que significa que el transistor se encuentra en la región de corte. Cuando el interruptor de la Figura 7.12*a* se cierra, el transistor entra en fuerte saturación. Imaginemos un cortocircuito entre los terminales de colector y de emisor La tensión de alimentación del colector (15V) aparece en la conexión serie de la resistencia de 1,5 kΩ y el LED. Si ignoramos la caída de tensión en el LED, la corriente de colector idealmente es 10 mA. Pero si consideramos que en el LED caen 2 V, entonces son 13 V los que caen en la resistencia de 1,5 kΩ, y la corriente de colector será 13 V dividido entre 1,5 kΩ, es decir, 8,67 mA.

Este circuito no plantea ningún problema. Es un buen circuito excitador de diodo LED, porque está diseñado para trabajar en saturación fuerte, donde la ganancia de corriente no importa. Si en este circuito deseamos cambiar la corriente por el LED, tendremos que variar bien la resistencia de colector o la tensión de alimentación del colector. La resistencia de base es 10 veces más grande que la resistencia de colector porque queremos trabajar en saturación fuerte cuando el interruptor esté cerrado.

Excitador de diodo LED con polarización de emisor

En el circuito de la Figura 7.12 *b,* la corriente de emisor es cero, lo que significa que el transistor está al corte. Cuando el interruptor de la Figura 7.12*b* se cierra, el transistor entra en la región activa. Idealmente, la tensión de emisor es de 15 V, lo que implica que hay una corriente de emisor de 10 mA. En este caso, la caída de tensión en el LED no tiene ningún efecto. No importa si la tensión exacta del LED es igual a 1,8; 2 o 2,5 V. Ésta es una ventaja del diseño con polarización de emisor sobre el diseño con polarización de base. La corriente del LED es independiente de la tensión del LED. Otra ventaja es que el circuito no requiere una resistencia de colector.

El circuito con polarización de emisor de la Figura 7.12 *b* opera en la región activa cuando el interruptor está cerrado. Para modificar la corriente del LED, podemos variar la tensión de alimentación de la base o la resistencia de emisor. Por ejemplo, si variamos la tensión de alimentación de la base, la corriente del LED variará en proporción directa.

Ejemplo 7.10

En el circuito de la Figura 7.12*b* deseamos obtener una corriente de 25 mA por el LED cuando el interruptor está cerrado. ¿Cómo podemos conseguirlo?

SOLUCIÓN Una solución sería aumentar la alimentación de la base. Deseamos que fluyan 25 mA a través de la resistencia de emisor de 1,5 kΩ. La ley de Ohm nos dice que la tensión de emisor tiene que ser:

$$V_E = (25\text{ mA})(1{,}5\text{ k}\Omega) = 37{,}5\text{ V}$$

Idealmente, $V_{BB} = 37{,}5$ V. En una segunda aproximación, $V_{BB} = 38{,}2$ V, lo que es una tensión un poco alta para las tensiones de alimentación típicas. Pero la solución es posible si la aplicación en concreto permite esta alta tensión de alimentación.

En electrónica, es habitual emplear fuentes de alimentación de 15 V. Por tanto, una mejor solución en la mayoría de las aplicaciones es hacer más pequeña la resistencia de emisor. Idealmente, la tensión de emisor será de 15 V, y teniendo en cuenta que deseamos obtener una corriente de 25 mA a través de la resistencia de emisor, la ley de Ohm nos da:

$$R_E = \frac{15\ \text{V}}{25\ \text{mA}} = 600\ \Omega$$

El valor estándar más próximo con una tolerancia del 5 por ciento es 620 Ω. Si utilizamos la segunda aproximación, la resistencia será:

$$R_E = \frac{14{,}3\ \text{V}}{25\ \text{mA}} = 572\ \Omega$$

El valor estándar más próximo es 560 Ω.

PROBLEMA PRÁCTICO 7.10 En la Figura 7.12*b*, ¿qué valor de R_E se necesita para generar una corriente por el LED de 21 mA?

Ejemplo 7.11

¿Qué hace el circuito de la Figura 7.13?

SOLUCIÓN Se trata de un indicador de fusible fundido para una fuente de alimentación continua. Cuando el fusible está intacto, el transistor con polarización de base entra en saturación. Esto hace que el LED verde se active para indicar que todo es correcto. La tensión entre el punto *A* y tierra es aproximadamente igual a 2 V. Esta tensión no es suficiente para activar el LED rojo. Los diodos en serie (D_1 y D_2) evitan que el LED rojo se active porque requieren una caída de tensión de 1,4 V para conducir.

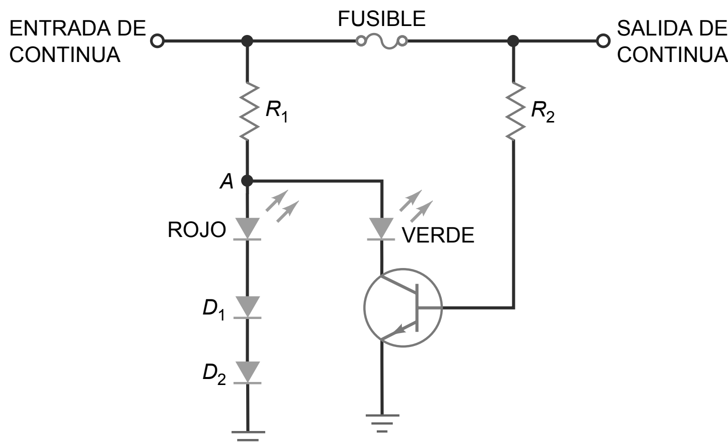
Cuando el fusible se funde, el transistor entra en la región de corte, desactivando el LED verde. A continuación, la tensión del punto *A* se incrementa hasta alcanzar la tensión de alimentación. Ahora existe la suficiente tensión

Tabla-resumen 7.1 Polarización de base y polarización de emisor

Circuito	15 V 2 kΩ 470 kΩ + 5 V –	15 V 4,7 kΩ + 5 V – 2 kΩ
Característica	**Corriente de base fija**	**Corriente de emisor fija**
$\beta_{dc} = 100$	$I_B = 9{,}15\ \mu$A; $I_C = 915\ \mu$A	$I_B = 21{,}5\ \mu$A; $I_E = 2{,}15$ mA
$\beta_{dc} = 300$	$I_B = 9{,}15\ \mu$A; $I_C = 2{,}74$ mA	$I_B = 7{,}17\ \mu$A; $I_E = 2{,}15$ mA
Modos usados	Corte y saturación	Activa o lineal
Aplicaciones	Circuitos digitales/de conmutación	Excitadores I_C controlados y amplificadores

para activar los dos diodos en serie y el diodo LED rojo para indicar que el fusible está fundido. La Tabla-resumen 7.1 ilustra las diferencias entre la polarización de base y la polarización de emisor.

Figura 7.13 Excitador de diodo LED con polarización de base.



7.8 El efecto de las variaciones pequeñas

En los capítulos anteriores hemos presentado el análisis de arriba-abajo, el cual es una herramienta útil para cualquiera que desee comprender los circuitos. En el análisis de arriba-abajo de la Figura 7.14, una pequeña variación indica una variación de aproximadamente un 10 por ciento (la tolerancia de algunas resistencias).

Por ejemplo, la Figura 7.14 muestra un circuito con polarización de emisor con los siguientes valores de circuito:

$$V_{BB} = 2 \text{ V} \qquad V_{CC} = 15 \text{ V} \qquad R_E = 130\ \Omega \qquad R_C = 470\ \Omega$$

Éstas son las variables independientes del circuito (a menudo denominadas *valores del circuito*) porque sus valores son independientes entre sí: modificar una de ellas no tiene ningún efecto en las demás.

Las restantes tensiones y corrientes son las siguientes:

$$V_E = 1{,}3 \text{ V} \quad V_C = 10{,}3 \text{ V} \quad I_B = 99\ \mu\text{A} \quad I_C = 9{,}9 \text{ mA} \quad I_E = 10 \text{ mA}$$

Éstas son las *variables dependientes* porque su valor puede variar cuando una de las variables independientes varía. Si realmente se comprende cómo funciona un circuito, es fácil decir si una variable dependiente aumenta, disminuye o se mantiene constante cuando una variable independiente aumenta.

Por ejemplo, en la Figura 7.14, supongamos que V_{BB} aumenta aproximadamente un 10 por ciento. ¿V_C aumentará, disminuirá o permacerá igual? Disminuirá. ¿Por qué? Porque un incremento de la tensión de alimentación de

Figura 7.14 Análisis de arriba-abajo.

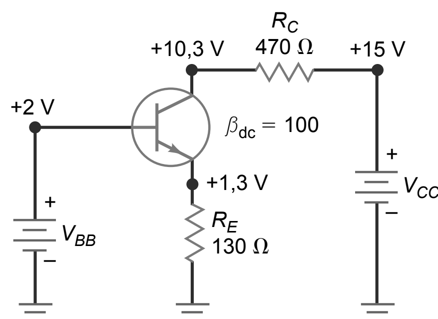


Tabla 7.1 Análisis de arriba-abajo

	V_E	I_E	I_B	I_C	V_C	V_{CE}
V_{BB} aumenta	A	A	A	A	D	D
V_{CC} aumenta	N	N	N	N	A	A
R_E aumenta	N	D	D	D	A	A
R_C disminuye	N	N	N	N	D	D

la base hará que aumente la corriente de emisor, la corriente de colector y la tensión en la resistencia de colector y, en consecuencia, la tensión de colector disminuirá.

La Tabla 7.1 muestra los efectos de los pequeños incrementos de las variables independientes del circuito de la Figura 7.14. Utilizamos A para indicar aumento, D para indicar disminución y N para no variación (variaciones menores de un 1 por ciento). Estos resultados se han obtenido aplicando la segunda aproximación. Estudiando esta tabla y preguntándose por qué se producen las variaciones, podemos mejorar nuestra comprensión sobre cómo funciona este circuito.

7.9 Detección de averías

En un transistor pueden presentarse muchos problemas. Puesto que contiene dos diodos, exceder las tensiones de disrupción, las corrientes máximas o los límites de potencia puede dañar uno o ambos diodos. Entre los posibles problemas se incluyen cortocircuitos, circuitos abiertos, altas corrientes de fugas y una reducida β_{dc}.

Pruebas fuera del circuito

Normalmente, un transistor se prueba empleando un multímetro digital configurado en el rango de pruebas del diodo. La Figura 7.15 muestra un transistor *npn* como dos diodos en oposición. Cada unión *pn* se puede probar para obtener los valores con polarización directa y polarización inversa. También puede medirse la tensión colector-emisor, la cual debería dar como resultado una indicación fuera de rango con cualquier polaridad del multímetro digital. Dado que un transistor tiene tres terminales, hay seis posibles conexiones del multímetro digital teniendo en cuenta la polaridad, las cuales se muestran en la Figura 7.16*a*. Observe que sólo dos de las conexiones dan como resultado una lectura de aproximadamente 0,7 V. También es importante darse cuenta de que el terminal de base es la única conexión común en ambas lecturas de 0,7 V y que requiere una conexión de polaridad positiva (+). Esto también se muestra en la Figura 7.16*b*.

Figura 7.15 Transistor *npn*.

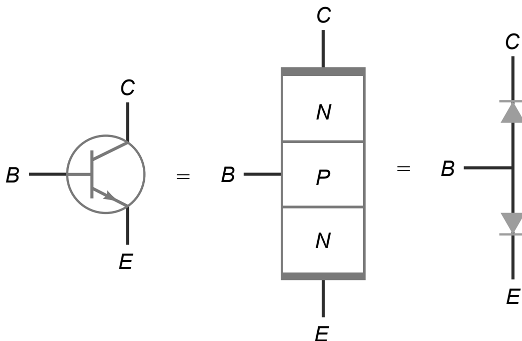
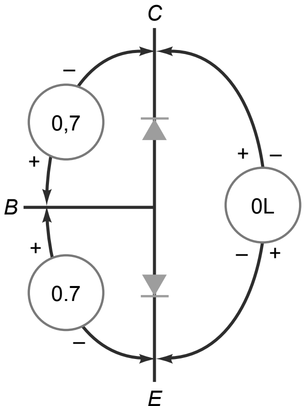


Figura 7.16 Lecturas de un multímetro digital para un transistor *NPN*. (*a*) Conexiones con polaridad. (*b*) Medidas en la unión *pn*.

+	−	Lectura
B	E	0,7
E	B	0L
B	C	0,7
C	B	0L
C	E	0L
E	C	0L

(*a*)



(*b*)

Figura 7.17 Transistor *PNP*

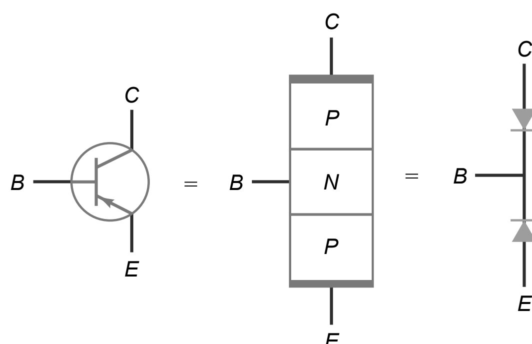
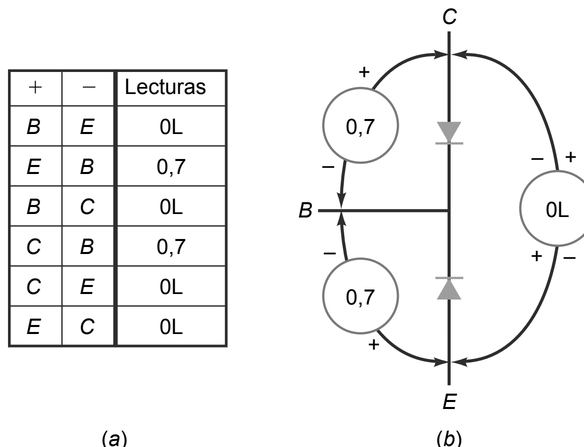


Figura 7.18 Lecturas de un multímetro digital para un transistor *PNP*. (*a*) Conexiones con polaridad. (*b*) Medidas en la unión *pn*.



+	−	Lecturas
B	E	0L
E	B	0,7
B	C	0L
C	B	0,7
C	E	0L
E	C	0L

Un transistor *pnp* se puede probar utilizando la misma técnica. Como se muestra en la Figura 7.17, el transistor *pnp* puede representarse como dos diodos en oposición. De nuevo, utilizando un multímetro digital en el rango del diodo, obtenemos los resultados para un transistor normal mostrados en las Figuras 7.18*a* y 7.18*b*.

Muchos multímetros digitales disponen de funciones especiales para probar β_{dc} o h_{FE}. Colocando los terminales del transistor en las ranuras apropiadas, se obtiene en la pantalla la ganancia de corriente en directa. Esta ganancia de corriente es para los valores especificados de la corriente de base o la corriente de colector y V_{CE}. Consulte el manual de su multímetro digital para ver si dispone de condiciones de prueba específicas.

Otra forma de probar los transistores es mediante un óhmetro. Podemos comenzar midiendo la resistencia entre el colector y el emisor, la cual debe ser grande en ambas direcciones, porque los diodos de colector y de emisor están conectados en serie y en oposición. Uno de los problemas más comunes es encontrar un cortocircuito entre colector y emisor, producido por haberse excedido el límite de potencia. Si se obtiene una lectura entre cero y unos pocos miles de ohmios en cualquiera de las dos direcciones, quiere decir que el transistor está cortocircuitado y debe ser reemplazado.

Suponiendo que la resistencia colector-emisor es muy alta en ambas direcciones (del orden de megaohmios), pueden medirse las resistencias en inversa y en directa del diodo de colector (terminales colector-base) y del diodo de emisor (terminales base-emisor). Deberá obtener para ambos diodos una relación alta en inversa y en directa, típicamente mayor que 1000:1 (silicio). Si no obtiene estos resultados, quiere decir que el transistor es defectuoso.

Incluso aunque el transistor supere las pruebas del óhmetro, puede tener aún algunos fallos. Después de todo, el óhmetro sólo comprueba cada una de las uniones del transistor sólo bajo condiciones de continua. Puede emplear un trazador de curvas para localizar fallos más sutiles, como una corriente de fugas muy alta, una baja β_{dc}, o una tensión de disrupción insuficiente. En la Figura 7.19 se muestra un transistor que se está probando con un trazador de curvas. También hay disponibles instrumentos para probar transistores comerciales, que permiten comprobar la corriente de fugas, la ganancia de corriente β_{dc} y otras magnitudes.

Pruebas dentro del circuito

Las pruebas dentro del circuito más sencillas consisten en medir las tensiones del transistor con respecto a tierra. Por ejemplo, medir la tensión de colector V_C y la tensión de emisor V_E es un buen comienzo. La diferencia de tensiones $V_C - V_E$ debe ser mayor que 1 V, pero menor que V_{CC}. Si se obtiene una lectura menor que 1 V en un circuito amplificador, el transistor puede estar cortocircuitado. Si la lectura es igual a V_{CC}, es posible que el transistor esté en circuito abierto.

La prueba anterior generalmente indica la presencia de un fallo de continua si es que existe alguno. Muchas personas incluyen una prueba de V_{BE}, que realizan del siguiente modo: medir la tensión de base V_B y la tensión de emisor V_E. La diferencia de estas lecturas es V_{BE} y debería estar comprendida entre 0,6 y 0,7 V para transistores de pequeña señal que operen en la región activa. En transistores de potencia, V_{BE} puede ser 1 V o mayor debido a la resistencia interna del diodo de emisor. Si la lectura de V_{BE} es menor que aproximadamente 0,6 V, quiere decir que el diodo de emisor no está polarizado en directa. El fallo podría encontrarse en el transistor o en los componentes de polarización.

Algunas personas incluyen una prueba del funcionamiento en la región de corte, que realizan de la forma siguiente: cortocircuitan los terminales base-emisor mediante un puente, eliminando así la polarización en directa

Figura 7.19 Pruebas de un transistor con un trazador de curvas. Cortesía de Tektronix.



del diodo de emisor y forzando a que el transistor entre en corte. La tensión entre el colector y tierra debería ser igual a la tensión de alimentación del colector. Si no es así, quiere decir que algo está fallando en el transistor o en la circuitería.

Debe tener un cuidado especial cuando realice esta prueba. Si otro dispositivo o circuito está conectado directamente al terminal de colector, asegúrese de que el aumento de la tensión de colector respecto de tierra no causará ningún daño.

Tabla de averías

Como se ha explicado en el Capítulo 6, un componente cortocircuitado es equivalente a una resistencia con valor cero y un componente en abierto es equivalente a una resistencia infinita. Por ejemplo, la resistencia de emisor puede estar cortocircuitada o en circuito abierto, designaremos estas averías por R_{ES} y R_{EO}, respectivamente. De forma similar, la resistencia de colector puede estar cortocircuitada o en circuito abierto, lo que simbolizamos con R_{CS} y R_{CO}, respectivamente.

Cuando un transistor es defectuoso, puede ocurrir cualquier cosa. Por ejemplo, uno o ambos diodos pueden estar internamente cortocircuitados o en circuito abierto. Vamos a limitar el número de posibilidades a los fallos más probables: un cortocircuito entre colector y emisor (*CES*) representa los tres terminales cortocircuitados (base, colector y emisor), y un circuito abierto entre colector y emisor (*CEO*) representa los tres terminales en abierto. Un circuito abierto entre base y emisor (*BEO*) indica que el diodo base-emisor está en circuito abierto y un circuito abierto entre colector y base (*CBO*) indica que el diodo colector-base está en abierto.

La Tabla 7.2 muestra algunas de las averías que podrían producirse en un circuito como el de la Figura 7.20. Las tensiones se han calculado aplicando la segunda aproximación. Cuando el circuito está trabajando normalmente, debe obtenerse una tensión de base de 2V, una tensión de emisor de 1,3V y una tensión de colector de aproximadamente 10,3 V. Si la resistencia de emisor estuviera cortocircuitada, aparecerían +2 V en el diodo de emisor. Esta tensión tan grande destruiría el transistor, produciendo posiblemente un abierto entre colector y emisor. Esta avería, R_{ES}, y sus tensiones se muestran en la Tabla 7.2.

Si la resistencia de emisor estuviera en abierto, no existiría corriente de emisor. Por tanto, la corriente de colector sería igual a cero y la tensión de colector aumentaría a 15V. Esta avería, R_{EO}, y sus tensiones se muestran en la Tabla 7.2. Siguiendo este proceso podemos obtener el resto de la entradas incluidas en la tabla.

Observe que no se ha incluido una entrada para cuando no hay V_{CC}, lo que merece un comentario. Lo primero que podría pensarse es que la tensión de colector es cero, porque no hay tensión de alimentación de colector. Sin embargo, eso no será lo que mida un voltímetro. Cuando se conecta un voltímetro entre el colector y tierra, la ali-

Figura 7.20 Análisis de arriba-abajo (repetida como referencia)

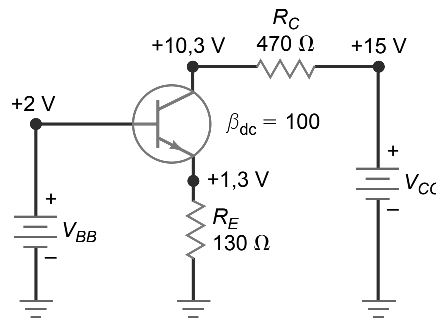


Tabla 7.2 Averías y síntomas

Avería	V_B, V	V_E, V	V_C, V	Comentarios
Ninguna	2	1,3	10,3	No hay avería
R_{ES}	2	0	15	El transistor se destruye (CEO)
R_{EO}	2	1,3	15	No hay ni corriente de base ni de colector
R_{CS}	2	1,3	15	
R_{CO}	2	1,3	1,3	
No V_{BB}	0	0	15	Comprobar la alimentación y sus conexiones
No V_{CC}	2	1,3	1,3	Comprobar la alimentación y sus conexiones
CES	2	2	2	Todos los terminales del transistor en cortocircuito
CEO	2	0	15	Todos los terminales del transistor en abierto
BEO	2	0	15	Diodo base-emisor en abierto
CBO	2	1,3	15	Diodo colector-base en abierto

mentación de base dará lugar a una pequeña corriente directa a través del diodo de colector en serie con el voltímetro. Puesto que la tensión de base está fijada en 2V, la tensión de colector es igual a ésta menos 0,7V. Por tanto, el voltímetro dará una medida de 1,3 V entre el colector y tierra. En otras palabras, el voltímetro completa el circuito a tierra porque éste actúa como una resistencia muy grande en serie con el diodo de colector.

7.10 Más dispositivos optoelectrónicos

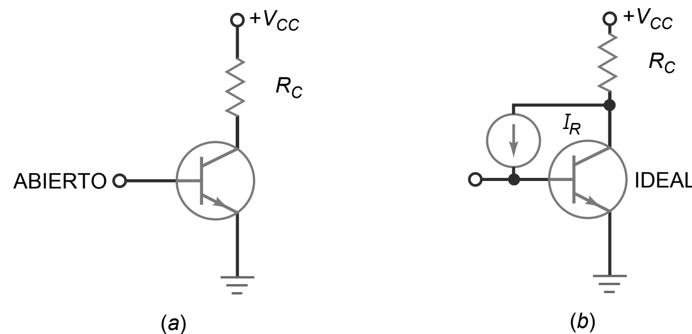
Como se ha mencionado anteriormente, un transistor con la base en abierto presenta una pequeña corriente de colector formada por la corriente producida térmicamente por los portadores minoritarios y la corriente de fugas superficial. Si la unión del colector se expone a la luz, un fabricante puede obtener un **fototransistor,** un dispositivo que es más sensible a la luz que un fotodiodo.

Idea básica del fototransistor

La Figura 7.21*a* muestra un transistor con la base en circuito abierto. Como hemos dicho anteriormente, en este circuito existe una pequeña corriente de colector. Vamos a ignorar la corriente de fugas superficial y a concentrarnos en la producida térmicamente por los portadores en el diodo de colector . Imaginemos esta corriente inversa producida por los portadores como una fuente de corriente ideal en paralelo con la unión colector-base de un transistor ideal (Figura 7.21*b*).

Puesto que el terminal de base está en abierto, toda la corriente inversa se ve forzada a entrar en la base del transistor. La corriente de colector resultante es:

Figura 7.21 (*a*) Transistor con la base en circuito abierto. (*b*) Circuito equivalente.



$$I_{CEO} = \beta_{dc} I_R$$

donde I_R es la corriente inversa producida por los portadores minoritarios. Esta expresión nos dice que la corriente de colector es mayor que la corriente inversa original en un factor β_{dc}.

El diodo de colector es sensible a la luz y al calor En un fototransistor, la luz pasa a través de una ventana e incide en la unión colector-base. Cuando la intensidad de la luz aumenta, I_R aumenta y por tanto I_{CEO} también.

Fototransistor y fotodiodo

La principal diferencia entre un fototransistor y un fotodiodo está en la ganancia de corriente β_{dc}. La misma cantidad de luz incidente sobre ambos dispositivos produce β_{dc} veces más corriente en un fototransistor que en un fotodiodo. La mayor sensibilidad del fototransistor es una importante ventaja sobre el fotodiodo.

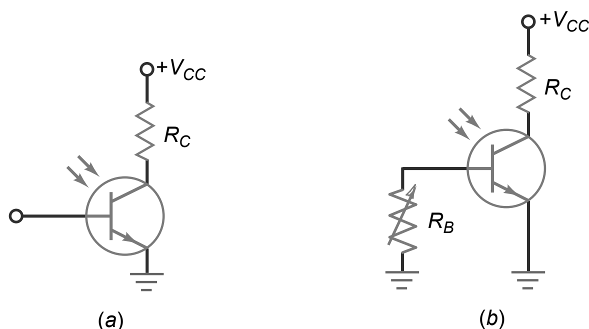
La Figura 7.22*a* muestra el símbolo esquemático de un fototransistor . Fíjese en que la base está en circuito abierto. Ésta es la forma normal de funcionamiento de un fototransistor . La sensibilidad se puede controlar mediante una resistencia variable en la base (Figura 7.22*b*), aunque la base habitualmente se deja en abierto para obtener la máxima sensibilidad a la luz.

El precio que hay que pagar por disponer de una mayor sensibilidad es una menor velocidad. Un fototransistor es más sensible que un fotodiodo, pero no se puede activar y desactivar tan rápidamente. Un fotodiodo tiene corrientes de salida típicas del orden de los microamperios y puede conmutar de un estado a otro en cuestión de nanosegundos. El fototransistor tiene corrientes de salida típicas del orden de miliamperios pero conmuta de un estado a otro en cuestión de microsegundos. En la Figura 7.22*c* se muestra un fototransistor típico.

Optoacoplador

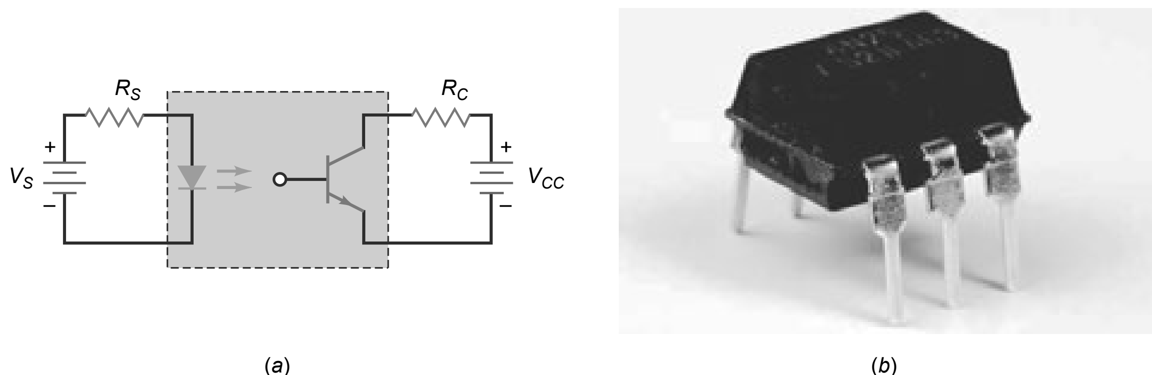
La Figura 7.23*a* muestra un LED que excita a un fototransistor. Se trata de un optoacoplador mucho más sensible que el LED-fotodiodo visto anteriormente. La idea es sencilla. Cualquier variación en V_S produce variaciones en

Figura 7.22 Fototransistor. (*a*) La base en abierto proporciona una mayor sensibilidad. (*b*) La resistencia variable de base cambia la sensibilidad. (*c*) Fototransistor típico.



(*c*)

Figura 7.23 (*a*) Optoacoplador con LED y fototransistor. (*b*) Optoacoplador integrado.



(*a*) (*b*)

© Brian Moeskau/Brian Moeskau Photography

la corriente del LED, lo que hace que la corriente a través del fototransistor también varíe. A su vez, esto produce una variación en la tensión entre los terminales de colector y emisor. Por tanto, se acopla una tensión de señal desde el circuito de entrada al circuito de salida.

De nuevo, la ventaja más importante de un optoacoplador es el aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y de salida. Dicho de otra manera, el terminal común del circuito de entrada es distinto del terminal común del circuto de salida. Por esta razón, no existe ningún camino de conducción entre ambos circuitos, lo que significa que uno de los circuitos se puede conectar a tierra y el otro dejarse flotante. Por ejemplo, el circuito de entrada puede estar conectado a la tierra del chasis del equipo, mientras que el terminal común del circuito de salida puede no estar conectado a tierra. La Figura 7.23*b* muestra un optoacoplador integrado típico.

Ejemplo

El optoacoplador 4N24 de la Figura 7.24*a* proporciona aislamiento de la red eléctrica y detecta los cruces por cero de la tensión de red. La gráfica de la Figura 7.24 *b* muestra cómo se relaciona la corriente de colector con la corriente del LED. He aquí cómo calcular la tensión de pico de salida del optoacoplador:

El rectificador en puente produce una corriente de onda completa a través del LED. Ignorando las caídas en los diodos, la corriente de pico a través del LED es:

$$I_{LED} = \frac{1{,}414(115\text{ V})}{16\text{ k}\Omega} = 10{,}2\text{ mA}$$

El valor de saturación de la corriente del fototransistor es:

$$I_{C(sat)} = \frac{20\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 2\text{ mA}$$

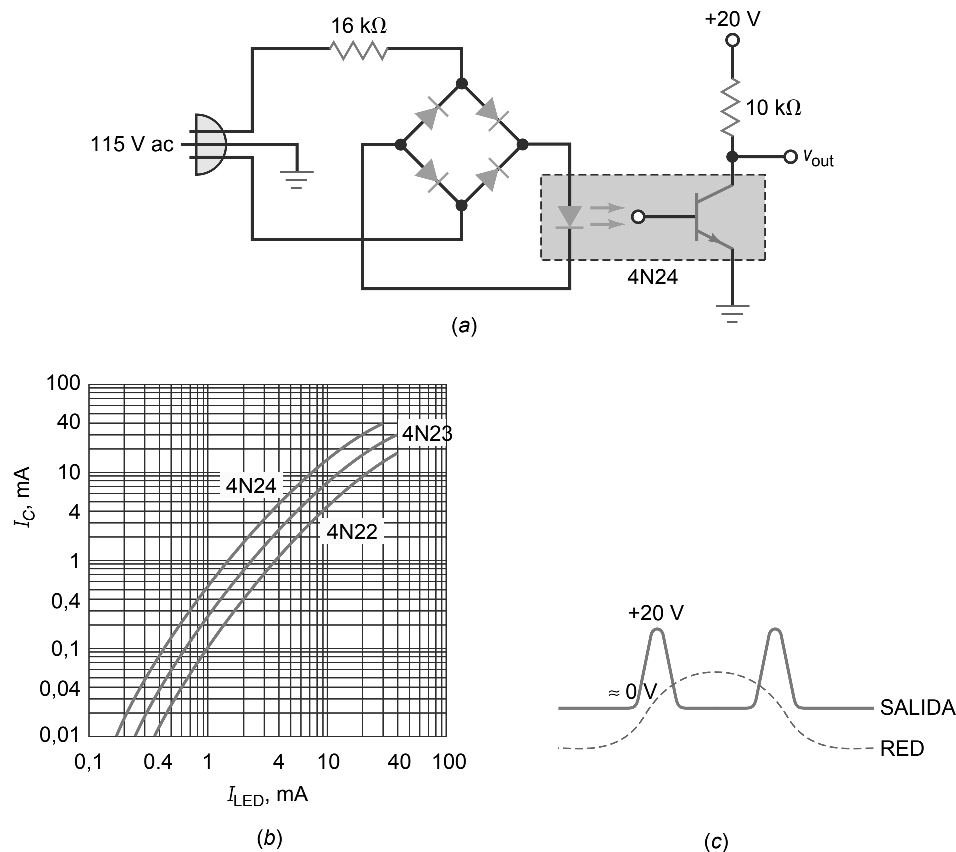
La Figura 7.24*b* muestra las curvas estáticas de la corriente del fototransistor en función de la corriente del LED para tres optoacopladores diferentes. Con un 4N24 (curva superior), una corriente de LED de 10,2 mA produce una corriente de colector de aproximadamente 15 mA cuando la resistencia de carga es cero. En la Figura 7.24*a*, la corriente del fototransistor nunca alcanza los 15 mA porque se satura a 2 mA. En otras palabras, hay más que suficiente corriente de LED para producir la saturación. Puesto que la corrriente de pico del LED es de 10,2 mA, el transistor está saturado durante la mayor parte del ciclo. En esta situación, la tensión de salida es aproximadamente igual a cero, como se muestra en la Figura 7.24*c*.

Los cruces por cero se producen cuando la tensión de red cambia de polaridad, de positiva a negativa, o a la inversa. En un cruce por cero, la corriente del LED cae a cero. En ese instante, el fototransistor pasa a ser un circuito abierto y la tensión de salida aumenta hasta aproximadamente 20 V, como se muestra en la Figura 7.24*c*. Como podemos ver, la tensión de salida es práctica-

INFORMACIÓN ÚTIL

El optoacoplador realmente fue diseñado como sustituto de estado sólido del relé mecánico. Funcionalmente, el optoacoplador es similar a su antigua contrapartida mecánica, ya que ofrece un alto grado de aislamiento entre sus terminales de entrada y de salida. Algunas de las ventajas de utilizar un optoacoplador en lugar de un relé mecánico es que tiene velocidades de operación más altas, no existen rebotes en los contactos, su menor tamaño, no tiene partes móviles y su compatibilidad con los circuitos digitales de microprocesador.

Figura 7.24 (*a*) Detector de cruce por cero. (*b*) Curvas del optoacoplador. (*c*) Salida del detector.



mente cero en la mayor parte del ciclo. En los cruces por cero, aumenta rápidamente hasta 20 V y luego decrece hasta cero.

Un circuito como el mostrado en la Figura 7.24*a* resulta útil porque no requiere un transformador para proporcionar aislamiento de la red eléctrica. El optoacoplador se ocupa de realizar esta función. Además, el circuito detecta los cruces por cero, lo que siempre es deseable en aplicaciones en las que se quiera sincronizar algún otro circuito a la frecuencia de la tensión de red.

Resumen

SEC. 7.1 VARIACIONES DE LA GANANCIA DE CORRIENTE

La ganancia de corriente de un transistor es una magnitud no predecible. A causa de las tolerancias de fabricación, la ganancia de corriente puede variar dentro de un rango tan grande como de 3 : 1 cuando se sutituye un transistor por otro del mismo tipo. Las variaciones de temperatura y de la corriente de colector producen variaciones adicionales en la ganancia de corriente.

SEC. 7.2 LA RECTA DE CARGA

La recta de carga de continua contiene todos los puntos posibles de trabajo en continua de un circuito de transistores. El extremo superior de la recta de carga se denomina punto de saturación y el extremo inferior es el punto de corte. El método para calcular la corriente de saturación consiste en imaginar un cortocircuito entre el colector y el emisor. El método para hallar la tensión de corte consiste en imaginar un circuito abierto entre el colector y el emisor.

SEC. 7.3 EL PUNTO DE TRABAJO

El punto de trabajo del transistor se encuentra sobre la recta de carga de continua. La posición exacta de este punto se determina mediante la corriente de colector y la tensión colector-emisor. Con polarización de base, el punto *Q* se mueve ante cualquier variación de los valores del circuito.

SEC. 7.4 CÓMO RECONOCER LA SATURACIÓN

La idea consiste en suponer que el transistor *npn* está trabajando en la región activa. Si esta suposición lleva a una contradiccción (tal como una tensión negativa colector-emisor o una corriente de colector mayor que la corriente de saturación), entonces sabremos que el transistor está funcionando en la región de saturación. Otra forma de reconocer la saturación es comparando la resistencia de base con la resistencia

de colector. Si la relación se encuentra en las vencidades de la relación 10 : 1, el transistor probablemente esté saturado.

SEC. 7.5 LA CONMUTACIÓN DEL TRANSISTOR

La polarización de base tiende a utilizar el transistor como un conmutador. La acción de conmutación se encuentra entre el corte y la saturación. Este tipo de funcionamiento es útil en los circutos digitales. Los circuitos de conmutación también reciben el nombre de circutos de dos estados.

SEC. 7.6 POLARIZACIÓN DE EMISOR

La polarización de emisor es prácticamente inmune a las variaciones de la ganancia de corriente. El proceso para analizar la polariazación de emisor está en la tensión de emisor, la corriente de emisor, la tensión de colector y la tensión colector-emisor. Todo lo que se necesita en este proceso es la ley de Ohm.

SEC. 7.7 EXCITADORES DE DIODOS LED

Un excitador de diodo LED con polarización de base utiliza un transistor saturado o en corte para controlar la corriente a través de un LED. Un excitador de LED con polarización de emisor utiliza la región activa y de corte para controlar la corriente a través del LED.

SEC. 7.8 EL EFECTO DE LAS PEQUEÑAS VARIACIONES

Útil tanto para técnicos de reparaciones como para diseñadores es la capacidad de predecir la dirección de la variación de una tensión o corriente dependiente, cuando uno de los valores del circuito varía. Cuando esto se sabe hacer, es más fácil comprender lo que ocurre ante diferentes averías, así como analizar los circuitos.

SEC. 7.9 DETECCIÓN DE AVERÍAS

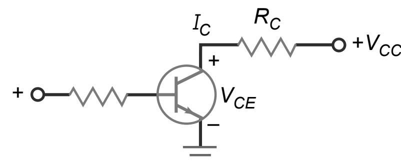
Puede utilizar un multímetro digital o un óhmetro para probar un transistor. Los mejores resultados se obtienen cuando el transistor está desconectado del circuito Cuando el transistor está montado en el circuito con la alimentación conectada, puede medir sus tensiones, las cuales son pistas que ayudan a detectar posibles averías.

SEC. 7.10 MÁS DISPOSITIVOS OPTOELECTRÓNICOS

A causa de su β_{dc}, el fototransistor es más sensible a la luz que un fotodiodo. Combinado con un LED, el fototransistor proporciona un optoacoplador más sensible. La desventaja del fototransistor es que responde más lentamente a las variaciones de la intensidad de la luz que un fotodiodo.

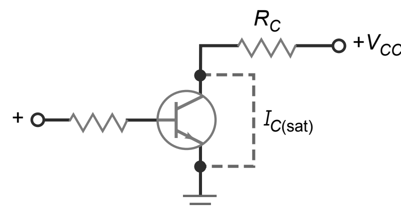
Derivaciones

(7.1) Análisis de la recta de carga:



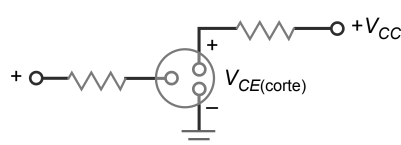
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

(7.2) Corriente de saturación (polarización de base):



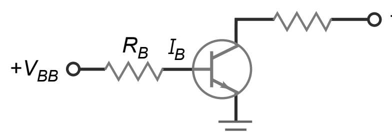
$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

(7.3) Tensión de corte (polarización de base)



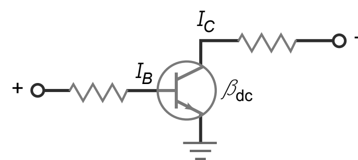
$$V_{CE(corte)} = V_{CC}$$

(7.4) Corriente de base:



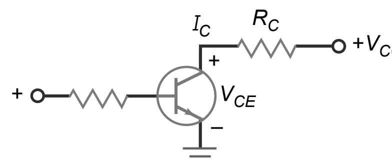
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

(7.5) Ganancia de corriente:



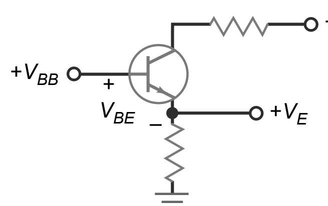
$$I_C = \beta_{dc} I_B$$

(7.6) Tensión colector-emisor:



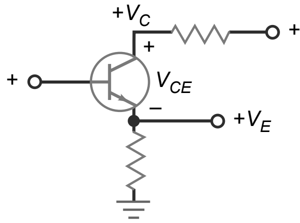
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

(7.7) Tensión de emisor:



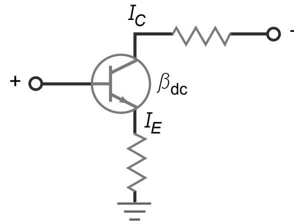
$$V_E = V_{BB} - V_{BE}$$

(7.8) Tensión colector-emisor:



$$V_{CE} = V_C - V_E$$

(7.9) Insensibilidad de I_C a β_{dc}



$$I_C = \frac{\beta_{dc}}{\beta_{dc} + 1} I_E$$

Cuestiones

1. **La ganancia de corriente de un transistor se define como la relación de la corriente de colector y la**
   a. corriente de base
   b. corriente de emisor
   c. corriente de alimentación
   d. corriente de colector

2. **La gráfica de la ganancia de corriente en función de la corriente de colector indica que la ganancia de corriente**
   a. es constante
   b. varía ligeramente
   c. varía de forma significativa
   d. es igual a la corriente de colector dividida entre la corriente de base

3. **Cuando la corriente de colector aumenta, ¿qué hace la ganancia de corriente?**
   a. disminuye
   b. no varía
   c. aumenta
   d. Cualquiera de las anteriores

4. **Cuando la temperatura aumenta, la ganancia de corriente**
   a. disminuye
   b. no varía
   c. aumenta
   d. Cualquiera de las anteriores

5. **Cuando la resistencia de base aumenta, la tensión de colector probablemente**
   a. disminuye
   b. no varía
   c. aumenta
   d. Todas las anteriores

6. **Si la resistencia de base es muy pequeña, el transistor operará en**
   a. la región de corte
   b. la región activa
   c. la región de saturación
   d. la región de disrupción

7. **Ignorando la resistencia interna del diodo de colector, la tensión de saturación colector-emisor es**
   a. 0
   b. unas décimas de voltio
   c. 1 V
   d. la tensión de alimentación

8. **En una línea de carga se muestran tres puntos *Q*. El punto *Q* superior representa**
   a. la ganancia de corriente mínima
   b. la ganancia de corriente intermedia
   c. la ganancia de corriente máxima
   d. el punto de corte

9. **Si un transistor funciona en el punto central de la recta de carga, una disminución en la resistencia de base desplazará el punto *Q***
   a. hacia abajo
   b. hacia arriba
   c. no se moverá
   d. fuera de la recta de carga

10. **Si un transistor funciona en el punto central de la recta de carga, una disminución de la ganancia de corriente desplazará el punto *Q***
    a. hacia abajo
    b. hacia arriba
    c. no se moverá
    d. fuera de la recta de carga

11. **Si la tensión de alimentación de la base aumenta, el punto *Q* se desplaza**
    a. hacia abajo
    b. hacia arriba
    c. no se moverá
    d. fuera de la recta de carga

12. **Suponiendo que la resistencia de base está en abierto. El punto *Q* estará en**
    a. el centro de la recta de carga
    b. en el extremo superior de la recta de carga
    c. en el extremo inferior de la recta de carga
    d. fuera de la recta de carga

13. **Si la tensión de alimentación de la base se desconecta, la tensión colector-emisor será igual a**
    a. 0 V
    b. 6 V
    c. 10,5 V
    d. la tensión de alimentación de colector

14. **Si la resistencia de base tiene un valor de cero, probablemente el transistor**
    a. está saturado
    b. está en corte
    c. se destruye
    d. Ninguna de las anteriores

15. **Si la resistencia de colector está en abierto en un circuito con polarización de base, la recta de carga será**
    a. horizontal
    b. vertical
    c. inútil
    d. plana

16. **La corriente de colector es 1,5 mA. Si la ganancia de corriente es 50, la corriente de base es**
    a. 3 μA
    b. 30 μA
    c. 150 μA d. 3 mA

17. **La corriente de base es 50 μA. Si la ganancia de corriente es 100, la corriente de colector se aproxima a un valor de**
    a. 50 μA

b. 500 μA
c. 2 mA
d. 5 mA

18. Cuando el punto *Q* se desplaza a lo largo de la recta de carga, V_{CE} disminuye cuando la corriente de colector
a. disminuye
b. no varía
c. aumenta
d. Ninguna de las anteriores

19. Cuando no hay corriente de base en un conmutador de transistor, la tensión de salida del transistor es
a. un nivel bajo
b. un nivel alto
c. no varía
d. desconocida

20. Un circuito con una corriente de emisor fija se denomina
a. circuito de polarización de base
b. circuito de polarización de emisor
c. circuito de polarización de transistor
d. circuito de polarización con dos alimentaciones

21. El primer paso para analizar circuitos con polarización de emisor consiste en hallar
a. la corriente de base
b. la tensión de emisor
c. la corriente de emisor
d. la corriente de colector

22. Si la ganancia de corriente es desconocida en un circuito con polarización de emisor, no se puede calcular
a. la tensión de emisor
b. la corriente de emisor
c. la corriente de colector
d. la corriente de base

23. Si la resistencia de emisor está en circuito abierto, la tensión de colector es
a. un nivel bajo
b. un nivel alto
c. no varía
d. desconocida

24. Si la resistencia de colector está en circuito abierto, la tensión de colector es
a. un nivel bajo
b. un nivel alto
c. no varía
d. desconocida

25. Cuando la ganancia de corriente aumenta de 50 a 300 en un circuito con polarización de emisor, la corriente de colector
a. permanece prácticamente igual
b. disminuye en un factor de 6
c. aumenta en un factor de 6
d. es cero

26. Si la resistencia de emisor aumenta, la tensión de colector
a. disminuye
b. permanece igual
c. aumenta
d. destruye el transistor

27. Si la resistencia de emisor disminuye,
a. el punto *Q* se desplaza hacia arriba
b. la corriente de colector disminuye
c. el punto *Q* permanece donde está
d. la ganancia de corriente aumenta

28. Cuando se utiliza un multímetro digital para probar un transistor, ¿con cuantas conexiones teniendo en cuenta la polaridad se obtendrán lecturas aproximadas de 0,7 V?
a. una
b. dos
c. tres
d. ninguna

29. ¿Qué conexión teniendo en cuenta la polaridad del multímetro digital se necesita aplicar a la base de un transistor *npn* para obtener una lectura de 0,7 V?
a. positiva
b. negativa
c. positiva o negativa
d. desconocida

30. Cuando se prueba un transistor *npn* utilizando un óhmetro, la resistencia colector-emisor disminuirá cuando
a. el colector sea positivo respecto del emisor
b. el emisor sea positivo respecto del colector
c. el transistor sea normal
d. el transistor sea defectuoso

31. La principal ventaja de un fototransistor comparado con un fotodiodo es su
a. respuesta a muy altas frecuencias
b. funcionamiento en alterna
c. mayor sensibilidad
d. durabilidad

Problemas

SEC. 7.1 VARIACIONES EN LA GANANCIA DE CORRIENTE

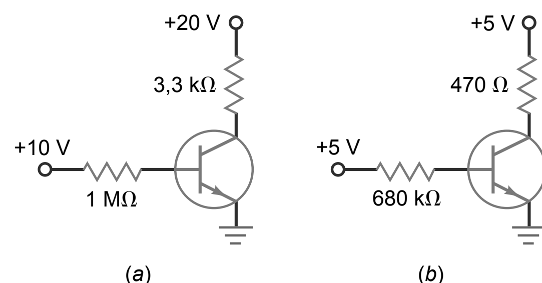
7.1 Utilice la Figura 7.1. ¿Cuál es la ganancia de corriente de un 2N3904 cuando la corriente de colector es 100 mA y la temperatura de la unión es igual a 125°C?

7.2 Utilice la Figura 7.1. La temperatura de la unión es 25°C y la corriente de colector es de 1,0 mA. ¿Cuál es la ganancia de corriente?

SEC. 7.2 LA RECTA DE CARGA

7.3 Dibuje la recta de carga para el circuito de la Figura 7.25*a*. ¿Cuál es la corriente de colector en el punto de saturación? ¿Y la tensión colector-emisor en el punto de corte?

Figura 7.25



7.4 Si en la Figura 7.25*a* se aumenta la tensión de alimentación del colector a 25 V, ¿qué ocurre con la recta de carga?

7.5 Si en la Figura 7.25*a* se aumenta la resistencia de colector a 4,7 kΩ, ¿qué ocurre con la recta de carga?

7.6 Si la resistencia de base de la Figura 7.25*a* se reduce a 500 kΩ, ¿qué ocurre con la recta de carga?

7.7 Dibuje la recta de carga del circuito de la Figura 7.25*b*. ¿Cuál es la corriente de colector en el punto de saturación? ¿Y la tensión colector-emisor en el punto de corte ?

7.8 Si en el circuito de la Figura 7.25*b* se duplica la tensión de alimentación de colector ¿qué ocurre con la recta de carga?

7.9 Si la resistencia de colector se aumenta a 1 kΩ en el circuito de la Figura 7.25*b*, ¿qué ocurre con la recta de carga?

SEC. 7.3 EL PUNTO DE TRABAJO

7.10 En la Figura 7.25*a*, ¿cuál es la tensión entre el colector y tierra si la ganancia de corriente es 200?

7.11 La ganancia de corriente varía desde 25 a 300 en el circuito de la Figura 7.25*a*. ¿Cuál es la tensión mínima entre colector y tierra? ¿Y la máxima?

7.12 Las resistencias de la Figura 7.25*a* tienen una tolerancia del ±5 por ciento. Las tensiones de alimentación tienen una tolerancia del ±10 por ciento. Si la ganancia de corriente puede variar entre 50 y 150, ¿cuál es la tensión mínima entre colector y tierra? ¿Y la máxima?

7.13 En la Figura 7.25*b*, ¿cuál es la tensión entre el colector y tierra si la ganancia de corriende es 150?

7.14 En la Figura 7.25*b*, la ganancia de corriente varía entre 100 y 300. ¿cuál es la tensión mínima entre colector y tierra? ¿Y la máxima?

7.15 Las resistencias de la Figura 7.25*b* tienen una tolerancia del ±5 por ciento. Si las tensiones de alimentación tienen una tolerancia del ±10 por ciento y la ganancia de corriente varía entre 50 y 150, ¿cuál es la tensión mínima entre colector y tierra? ¿Y la máxima?

SEC. 7.4 CÓMO RECONOCER LA SATURACIÓN

7.16 En la Figura 7.25*a*, utilice los valores del circuito mostrados a menos que se indique lo contrario. Determine si el transistor está saturado para cada una de las siguientes variaciones:

a. $R_B = 33$ kΩ y $h_{FE} = 100$

b. $V_{BB} = 5$ V y $h_{FE} = 200$

c. $R_C = 10$ kΩ y $h_{FE} = 50$

d. $V_{CC} = 10$ V y $h_{FE} = 100$

7.17 En la Figura 7.25*b*, utilice los valores del circuito mostrados a menos que se indique lo contrario. Determine si el transistor está saturado para cada una de las siguientes variaciones:

a. $R_B = 51$ kΩ y $h_{FE} = 100$

b. $V_{BB} = 10$ V y $h_{FE} = 500$

c. $R_C = 10$ kΩ y $h_{FE} = 100$

d. $V_{CC} = 10$ V y $h_{FE} = 100$

SEC. 7.5 EL TRANSISTOR COMO CONMUTADOR

7.18 La resistencia de 680 kΩ de la Figura 7.25*b* se reemplaza por una resistencia de 4,7 kΩ y un interruptor en serie. Suponiendo un transistor ideal, ¿cuál es la tensión de colector si el interruptor está abierto? ¿cuál es la tensión de colector si el interruptor está cerrado?

7.19 Repita el Problema 7.18, pero utilice $V_{CE(sat)} = 0{,}2$ V e $I_{CEO} = 100$ nA.

SEC. 7.6 POLARIZACIÓN DE EMISOR

7.20 ¿Cuál es la tensión de colector en el circuito de la Figura 7.26*a*? ¿Y la tensión de emisor?

7.21 Si en el circuito de la Figura 7.26*a* se duplica la resistencia de emisor, ¿cuál es la tensión colector-emisor?

7.22 Si en el circuito de la Figura 7.26*a* la tensión de alimentación disminuye a 15 V, ¿cuál es la tensión de colector?

7.23 ¿Cuál es la tensión de colector en la Figura 7.26*b* si $V_{BB} =$ 2 V?

7.24 Si en la Figura 7.26*b* se duplica la resistencia de emisor, ¿cuál es la tensión colector-emisor para una tensión de alimentación de la base de 2,3 V?

7.25 Si en el circuito de la Figura 7.26*b* la tensión de alimentación de colector aumenta a 15 V, ¿cuál es la tensión colector-emisor para $V_{BB} = 1{,}8$ V?

SEC. 7.7 EXCITADORES DE DIODOS LED

7.26 Si en el circuito de la Figura 7.26*c* la tensión de alimentación de la base es de 2 V, ¿cuál es la corriente a través del LED?

Figura 7.26

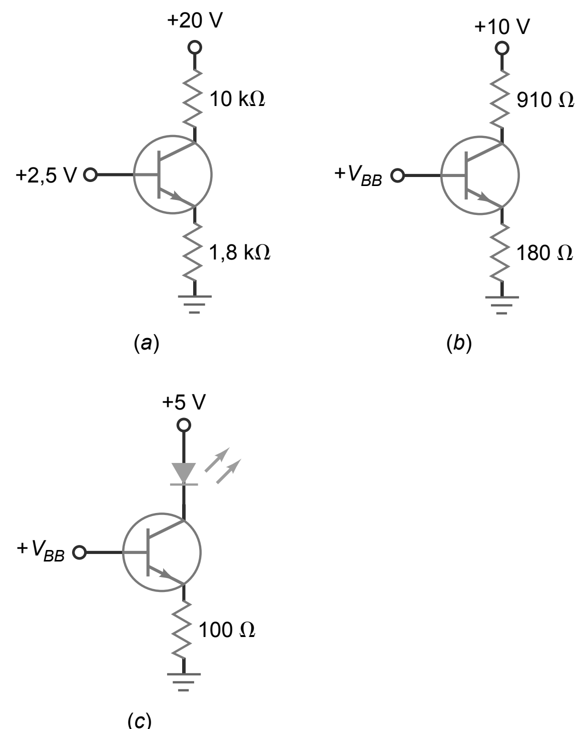
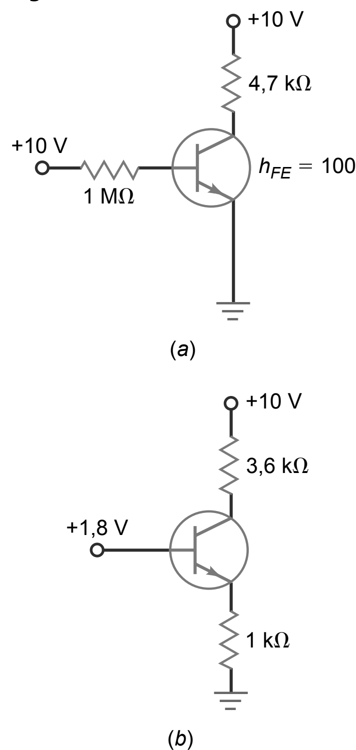


Figura 7.27



7.27 Si V_{BB} = 1,8 V en el circuito de la Figura 7.26*c*, ¿cuál es la corriente del LED? ¿Y el valor aproximado de V_C?

SEC. 7.8 EL EFECTO DE LAS PEQUEÑAS VARIACIONES

Utilice la letras A (aumenta), D (disminuye) y N (no varía) para responder a los siguiente problemas.

7.28 La tensión de alimentación de la base del circuito de la Figura 7.27*a* disminuye en un 10 por ciento. ¿Qué ocurre con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7.29 La resistencia de base del circuito de la Figura 7.27*a* disminuye en 10 por ciento. ¿Qué ocurre con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7.30 La resistencia de colector del circuito de la Figura 7.27*a* aumenta en un 10 por ciento. ¿Qué ocurre con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7.31 La tensión de alimentación del colector del circuito de la Figura 7.27*a* aumenta en un 10 por ciento. ¿Qué ocurre con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7.32 La tensión de alimentación de la base del circuito de la Figura 7.27*b* disminuye en un 10 por ciento. ¿Qué ocurre con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7.33 La resistencia de emisor del circuito de la Figura 7.27*b* aumenta en un 10 por ciento. ¿Qué ocurre con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7.34 La resistencia de colector del circuito de la Figura 7.27*b* aumenta en un 10 por ciento. ¿Qué ocurre con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

7-35 La tensión de alimentación del colector del circuito de la Figura 7.27*b* aumenta en un 10 por ciento. ¿Qué ocurre con la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector?

SEC. 7.9 DETECCIÓN DE AVERÍAS

7.36 En el circuito de la Figura 7.27*a*, un voltímetro marca una lectura de 10 V en el colector. ¿Qué averías pueden causar esta lectura?

7.37 ¿Qué ocurre en el circuito de la Figura 7.27*a* si la conexión a tierra del emisor está en circuito abierto? ¿Qué lectura dará un voltímetro para la tensión de base? ¿Y para la tensión de colector?

7.38 Un voltímetro de continua mide una tensión muy baja en el colector de la Figura 7.27*a*. ¿Cuáles son las posibles averías?

7.39 Un voltímetro mide 10 V en el colector del circuito de la Figura 7.27*b*. ¿Cuáles son las averías que pueden causar esta medida tan alta?

7.40 ¿Qué ocurre si la resistencia de emisor en el circuito de la Figura 7.27*b* está en circuito abierto? ¿Qué medida proporcionará un voltímetro para la tensión de base? ¿Y para la tensión de colector?

7.41 Un voltímetro de continua mide 1,1 V en el colector del circuito de la Figura 7.27*b*. ¿Cuáles son las posibles averías?

Pensamiento crítico

7.42 Se construye el circuito de la Figura 7.27*a* y funciona normalmente. Ahora nuestro trabajo va a consistir en destruir el transistor. En otras palabras, hay que buscar formas que inutilicen el transistor. ¿Qué haría para destruir el transistor?

7.43 Un estudiante de primer curso de electrónica inventa un circuito nuevo. Éste funciona bastante bien cuando el valor de la ganancia de corriente está comprendido entre 90 y 110, pero fuera de este rango falla. El estudiante piensa fabricar en serie el circuito seleccionando manualmente los transistores 2N3904, que tengan la ganancia de corriente adecuada y, a continuación, le pide consejo. ¿Qué le aconsejaría?

7.44 Un estudiante está seguro de que se puede montar un circuito con polarización de base y una recta de carga que no es recta y se apuesta 50 euros a que es posible. ¿Aceptaría la apuesta? Explique su respuesta.

7.45 Un estudiante desea medir la tensión colector-emisor del circuito de la Figura 7.27*b*, por lo que conecta un voltímetro entre el colector y el emisor. ¿Qué lectura proporcionará el voltímetro? (*Nota:* hay varias respuestas correctas.)

7.46 ¿Cuál es la corriente de colector de Q_2 en la Figura 7.28*a*?

7.47 En la Figura 7.28*a*, el primer transistor tiene una ganancia de corriente de 100, y el segundo transistor tiene una

Figura 7.28

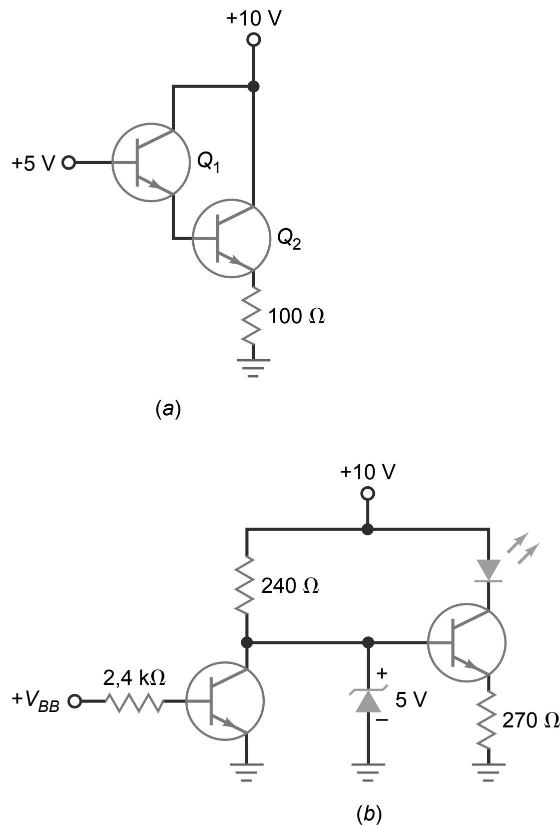
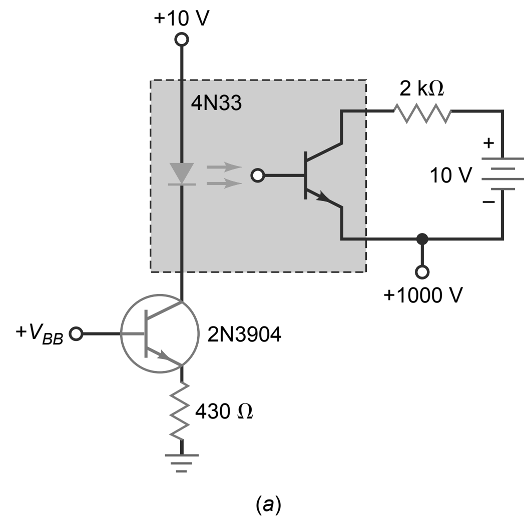
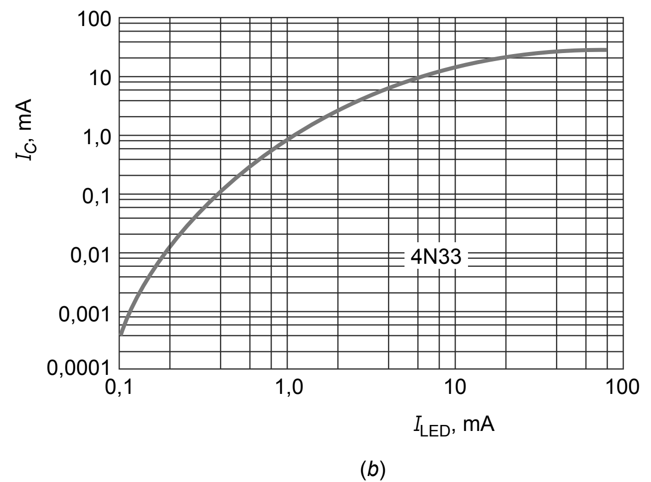


Figura 7.29





ganancia de corriente de 50. ¿Cuál es la corriente de base del primer transistor?

7.48 ¿Cuál es la corriente a través del LED de la Figura 7.28*b* si $V_{BB} = 0$? ¿Y si $V_{BB} = 10$ V?

7.49 El diodo zener de la Figura 7.28*b* se reemplaza por un 1N4736. ¿Cuál es la corriente del LED cuando $V_{BB} = 0$?

7.50 ¿Cuál es el máximo valor posible de la corriente que circula por la resistencia de 2 kΩ del circuito de la Figura 7.29*a*?

7.51 La gráfica de la Figura 7.29*b* se aplica al 4N33 del circuito de la Figura 7.29*a*. Si la tensión en la resistencia de 2 kΩ es 2 V, ¿cuál es el valor de V_{BB}?

7.52 En el circuito de la Figura 7.29*a* el LED está en circuito abierto y $V_{BB} = 3$ V. Se conecta un voltímetro entre el colector del 2N3904 y tierra. ¿Qué lectura proporcionará el voltímetro?

7.53 Un multímetro digital tiene una resistencia de entrada de 10 MΩ. El multímetro digital se conecta entre el colector de la Figura 7.25*a* y tierra. Si la resistencia de colector de 3,3 kΩ está en circuito abierto, ¿qué lectura proporcionará el multímetro?

7.54 Diseñe un transistor conmutador similar al de la Figura 7.27*a* para que trabaje en saturación fuerte y cumpla las siguientes especificaciones:

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \qquad V_{BB} = 0 \text{ V y } 15 \text{ V} \qquad I_{C(sat)} = 5 \text{ mA}$$

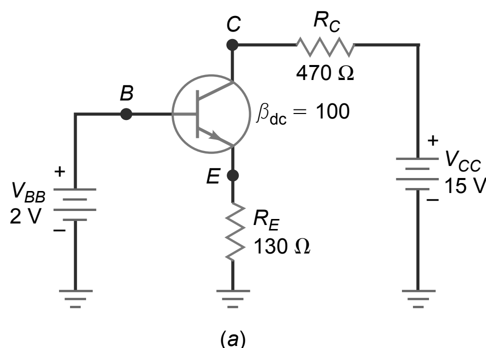
7.55 En la Figura 7.27*b*, cambie el valor de la resistencia de colector (3,6 kΩ) de modo que $V_{CE} = 6,6$ V.

Análisis de arriba-abajo

Utilice la Figura 7.30 para el resto de los problemas. Suponga un incremento de aproximadamente el 10 por ciento en la variable independiente y utilice la segunda aproximación para el transistor. Su respuesta deberá ser N (no varía) si la variación en una variable dependiente es tan pequeña que sería muy difícil medirla. Por ejemplo, probablemente sería complicado medir una variación menor que el 1 por ciento. Por regla general, un técnico de reparaciones consideraría que una variación como ésta no representa un cambio en absoluto.

7.56 Intente predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila correspondiente a V_{BB}. A conti-

Figura 7.30 Análisis de arriba-abajo.



VARIABLES INDEPENDIENTES / VARIABLES DEPENDIENTES

10% incremento	V_B	V_E	V_C	I_E	I_C	I_B
V_{BB}						
V_{CC}						
R_E						
R_C						

(b)

nuación, responda a la siguiente pregunta de la forma más sencilla y directa posible. ¿Qué efecto tiene un incremento en la tensión de alimentación de la base sobre las variables dependientes del circuito?

7.57 Prediga la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila etiquetada como V_{CC}. A continuación, resuma sus hallazgos en una o dos frases.

7.58 Prediga la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila etiquetada como R_E. Enumere las variables dependientes que disminuyen y explique por qué se comportan así, aplicando la ley de Ohm o ideas básica similares.

7.59 Prediga la respuesta de cada una de las variables dependientes de la fila etiquetada como R_C. Enumere las variables dependientes que no varían y explique por qué no varían.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un circuito con polarización de base. A continuación, dígame cómo calcular la tensión colector-emisor. ¿Por qué es probable que este circuito falle en una fabricación en serie si se necesita un valor preciso de la ganancia de corriente?
2. Dibuje otro circuito con polarización de base y su recta de carga y explíqueme cómo calcular los puntos de saturación y de corte. Comente los efectos de una variación en la ganancia de corriente sobre la posición del punto *Q*.
3. ¿Cuál es la diferencia entre la polarización de base y la polarización de emisor? ¿En qué clase de circuitos se utiliza cada una de ellas?
4. Dibuje un circuito con polarización de emisor y explíqueme cómo funciona. ¿Qué ocurre con la corriente de colector cuando se reemplaza el transistor o varía la temperatura?
5. Explíqueme cómo se puede probar un transistor fuera del circuito. ¿Que pruebas pueden hacerse estando el transistor montado en el circuito con la alimentación conectada?
6. ¿Qué es un optoacoplador y cuáles son sus ventajas? Deseo que me haga un dibujo del dispositivo y que me explique cómo funciona.
7. ¿Qué efecto tiene la temperatura sobre la ganancia de corriente?
8. ¿Cuál es la principal aplicación de un circuito con polarización de base?
9. ¿Qué equipo de pruebas emplea un técnico para hacer pruebas preliminares en un transistor?
10. ¿Qué clase de fallos de un transistor puede detectar un trazador de curvas?
11. Dibuje un circuito con polarización de base y explíqueme tres formas de saturar el circuito y especifique los valores.
12. Cuando se emplea un voltímetro para detectar averías en un circuito de conmutación, ¿cómo se puede saber si el transistor está en saturación o en corte?
13. ¿Qué transistor tenderá a saturarse más con menos corriente de base: un transistor con una R_C grande o uno con una R_C pequeña?
14. Cuando se utiliza un transistor con polarización de base como conmutador, ¿cómo funciona el transistor?

Respuestas al autotest

1. a	**4.** d	**7.** a	**10.** a	**13.** d	**16.** b	**19.** b	**22.** d	**25.** a	**28.** b	**31.** c
2. b	**5.** c	**8.** c	**11.** b	**14.** c	**17.** d	**20.** b	**23.** b	**26.** c	**29.** a	
3. d	**6.** c	**9.** b	**12.** c	**15.** a	**18.** c	**21.** b	**24.** a	**27.** a	**30.** d	

Respuestas a los problemas prácticos

7.2 $I_{C(sat)} = 6$ mA; $V_{CE(corte)} = 12$ V

7.4 $I_{C(sat)} = 3$ mA; la pendiente disminuirá.

7.5 $V_{CE} = 8{,}25$ V

7.7 $R_B = 47$ kΩ

7.8 $V_{CE} = 11{,}999$ V y 0,15 V

7.9 $V_{CE} = 8{,}1$ V

7.10 $R_E = 680$ Ω

Capítulo 8

Polarización de los transistores

Un **prototipo** es un diseño de un circuito básico que se puede modificar para obtener circuitos más avanzados. La polarización de base es un prototipo utilizado en el diseño de circuitos de conmutación. La polarización de emisor es un prototipo utilizado en el diseño de circuitos de amplificación. En este capítulo, vamos a centrarnos en la polarización de emisor y en los circuitos prácticos que se pueden derivar de ella.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Dibujar un diagrama de un circuito de polarización mediante divisor de tensión.
- Calcular la corriente del divisor, la tensión de base, la tensión de emisor, la corriente de emisor, la tensión de colector y la tensión colector-emisor de un circuito *npn* con polarización mediante divisor de tensión.
- Determinar cómo dibujar la recta de carga y calcular el punto *Q* para un determinado circuito con polarización mediante divisor de tensión.
- Diseñar un circuito con polarización mediante divisor de tensión utilizando directrices de diseño.
- Dibujar un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones y calcular V_{RE}, I_E, V_C y V_{CE}.
- Comparar varios tipos diferentes de circuitos de polarización y describir cómo funcionan.
- Calcular el punto *Q* de circuitos *pnp* con polarización mediante divisor de tensión.
- Detectar averías en circuitos de transistores con polarización.

Vocabulario

anular
autopolarización
divisor de tensión casi constante
divisor de tensión constante
etapa
polarización con realimentación de colector
polarización con realimentación de emisor
polarización de emisor con dos alimentaciones
polarización mediante divisor de tensión
prototipo

8.1 Polarización mediante divisor de tensión

La Figura 8.1*a* muestra el circuito de polarización más ampliamente utilizado. Observe que el circuito de la base contiene un divisor de tensión (R_1 y R_2), razón por la cual el circuito se denomina circuito de **polarización mediante divisor de tensión**.

Análisis simplificado

En la detección de averías y los análisis preliminares vamos a emplear el siguiente método. En cualquier circuito con polarización mediante divisor de tensión bien diseñado, la corriente de base es mucho menor que la corriente que circula por el divisor de tensión. Dado que la corriente de base tiene un efecto despreciable sobre el divisor de tensión, podemos imaginar abierta la conexión entre el divisor de tensión y la base para obtener el circuito equivalente de la Figura 8.1*b.* En este circuito, la salida del divisor de tensión es

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Idealmente, ésta es la tensión de alimentación en la base, como se muestra en la Figura 8.1*c.*

Como puede ver, la polarización mediante un divisor de tensión es realmente una polarización de emisor enmascarada. En otras palabras, la Figura 8.1*c* es el circuito equivalente del de la Figura 8.1*a*, y es por esto por lo que la polarización mediante divisor de tensión establece un valor fijo de la corriente de emisor, resultando en un punto *Q* que es independiente de la ganancia de corriente.

En este método simplificado hay un error, que veremos en la siguiente sección. La cuestión importante es: en cualquier circuito bien diseñado, el error cuando se emplea la Figura 8.1 *c* es muy pequeño. En otras palabras, un diseñador selecciona deliberadamente los valores del circuito de tal modo que el circuito de la Figura 8.1*a* se comporte como el de la Figura 8.1*c.*

Conclusión

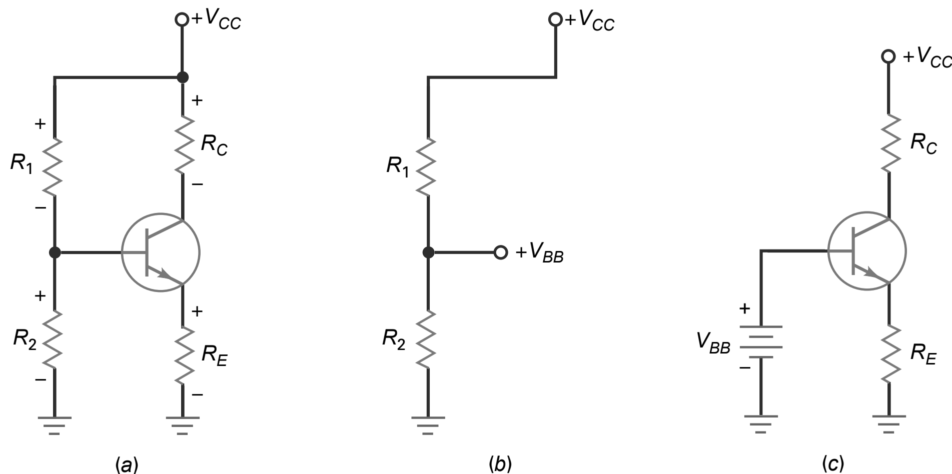
Después de calcular V_{BB}, el resto del análisis es el mismo que el visto anterioremente en el Capítulo 7 para la polarización de emisor. A continuación, se resumen las ecuaciones que se pueden utilizar para analizar la polarización mediante divisor de tensión:

$$\boldsymbol{V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}} \tag{8.1}$$

$$\boldsymbol{V_E = V_{BB} - V_{BE}} \tag{8.2}$$

$$\boldsymbol{I_E = \frac{V_E}{R_E}} \tag{8.3}$$

Figura 8.1 Polarización mediante división de tensión. (*a*) Circuito. (*b*) Divisor de tensión. (*c*) Circuito simplificado.



$$I_C \approx I_E \tag{8.4}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8.5}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E \tag{8.6}$$

Estas ecuaciones se basan en la ley de Ohm y en las leyes de Kirchhoff. Los pasos que hay que seguir en el análisis son:

1. Calcular la tensión en la base V_{BB} que se obtiene del divisor de tensión.
2. Restar 0,7 V para obtener la tensión de emisor (utilice 0,3 V para el germanio).
3. Dividir esta tensión entre la resistencia de emisor para obtener la corriente de emisor.
4. Suponer que la corriente de colector es aproximadamente igual a la corriente de emisor.
5. Calcular la tensión de colector respecto a tierra, restando la tensión que cae en la resistencia de colector de la tensión de alimentación del colector.
6. Calcular la tensión colector-emisor restanto la tensión de emisor de la tensión de colector.

INFORMACIÓN ÚTIL

Puesto que $V_E \cong I_C R_E$, la Ecuación (8.6) puede escribirse también como

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E$$

o

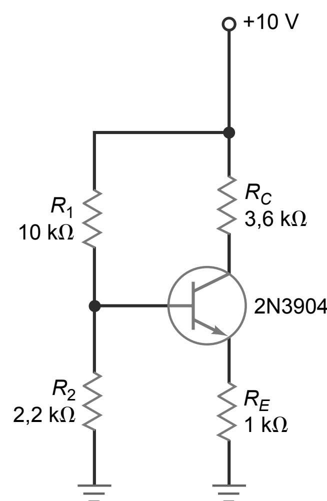
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E).$$

Dado que estos seis pasos son lógicos, será fácil recordarlos. Después de que haya analizado unos cuantos circuitos con polarización mediante divisor de tensión, el proceso será automático.

Ejemplo 8.1

¿Cuál es la tensión colector-emisor en el circuito de la Figura 8.2?

Figura 8.2 Ejemplo.



SOLUCIÓN El divisor de tensión produce una tensión de salida con car ga de:

$$V_{BB} = \frac{2{,}2\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 2{,}2\ \text{k}\Omega} 10\ \text{V} = 1{,}8\ \text{V}$$

Le restamos 0,7 V para obtener:

$$V_E = 1{,}8\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 1{,}1\ \text{V}$$

La corriente de emisor es:

$$I_E = \frac{1{,}1\,\text{V}}{1\,\text{k}\Omega} = 1{,}1\,\text{mA}$$

Puesto que la corriente de colector es prácticamente igual a la corriente de emisor, podemos calcular la tensión de colector a tierra como sigue:

$$V_C = 10\ \text{V} - (1{,}1\ \text{mA})(3{,}6\ \text{k}\Omega) = 6{,}04\ \text{V}$$

La tensión colector-emisor es:

$$V_{CE} = 6{,}04 - 1{,}1\ \text{V} = 4{,}94\ \text{V}$$

La siguiente cuestión es importante: los cálculos de este análisis preliminar no dependen de las variaciones en el transistor, la corriente de colector o la temperatura. La razón de ello es que el punto Q de este circuito es tan estable como una roca.

PROBLEMA PRÁCTICO 8.1 Cambie la tensión de la fuente de alimentación de la Figura 8.2 de 10 V a 15 V y calcule V_{CE}.

Ejemplo 8.2

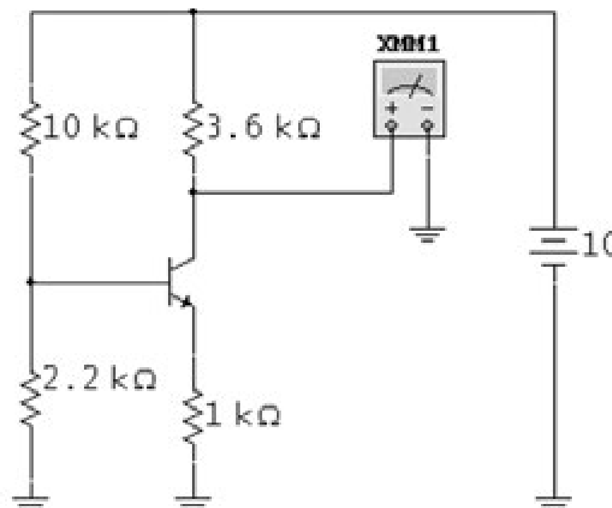
Explique el significado de la Figura 8.3. La figura muestra un análisis del mismo circuito del ejemplo anterior realizado con un software de simulación.

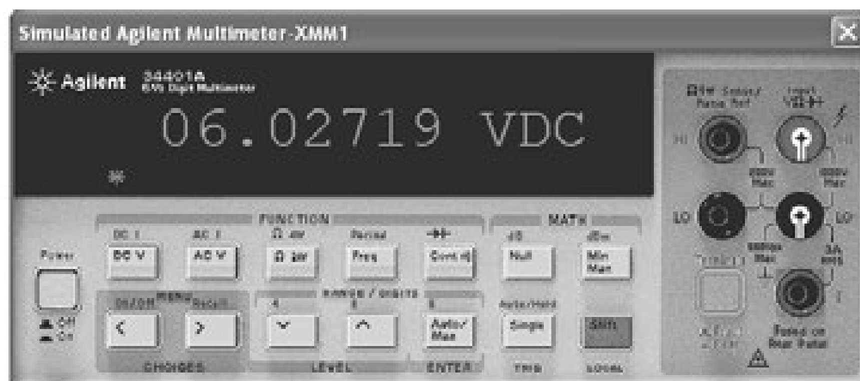
SOLUCIÓN Esto realmente nos lleva al punto de partida. En este caso, obtenemos una respuesta casi idéntica utilizando una computadora para analizar el circuito. Como puede ver, el voltímetro muestra una lectura de 6,03 V (redondeado a dos posiciones decimales). En el ejemplo anterior hemos obtenido un resultado de 6,04 V, es decir prácticamente el mismo que ahora. El análisis simplificado nos ha proporcionado casi el mismo resultado que el análisis por computadora.

Cuando un circuito con polarización mediante divisor de tensión está bien diseñado siempre se obtendrá un resultado como el anterior. Después de todo, el punto de polarización mediante divisor de tensión se comporta como la polarización de emisor, para eliminar casi todos los efectos de las variaciones en el transistor, la corriente de colector o la temperatura.

PROBLEMA PRÁCTICO 8.2 En un simulador de circuitos, cambie la tensión de alimentación en el circuito de la Figura 8.3 a 15 V y mida V_{CE}. Compare el valor medido con la respuesta obtenida en el Problema práctico 8.1.

Figura 8.3 Ejemplo de programa de simulación de circuitos.





8.2 Análisis preciso de la polarización mediante divisor de tensión

¿Qué es un circuito de polarización mediante divisor de tensión bien diseñado? Es aquél en el que *el divisor de tensión se mantiene constante en la resistencia de entrada de la base.* Esta afirmación necesita una explicación.

Resistencia de fuente

En el Capítulo 1, se ha presentado la idea de una fuente de tensión constante:

Fuente de tensión constante: $R_S < 0{,}01R_L$

Cuando se satisface esta condición, la tensión en la carga está dentro del 1 por ciento de la tensión ideal. Ahora vamos a ampliar esta idea al divisor de tensión.

¿Cuál es la resistencia de Thevenin del divisor de tensión de la Figura 8.4*a*? Fijándonos en el divisor de tensión con V_{CC} conectado a tierra, vemos R_1 en paralelo con R_2, lo que en forma de ecuación se expresa:

$$R_{TH} = R_1 \| R_2$$

A causa de esta resistencia, la tensión de salida del divisor de tensión no es la respuesta ideal. Un análisis más exacto incluye la resistencia de Thevenin, como se muestra en la Figura 8.4*b*. La corriente que circula por esta resistencia de Thevenin reduce la tensión de base del valor ideal de V_{BB}.

Resistencia de carga

¿Cuánto más pequeña respecto de la ideal es la tensión de base? El divisor de tensión tiene que suministrar la corriente de base en la Figura 8.4*b*. Dicho de otra manera, el divisor de tensión ve una resistencia de carga de R_{IN}, como se muestra en la Figura 8.4*c*. Para que el divisor de tensión se mantenga constante en la base, aplicamos la regla 100 : 1:

$$R_S < 0{,}01R_L$$

lo que se traduce en:

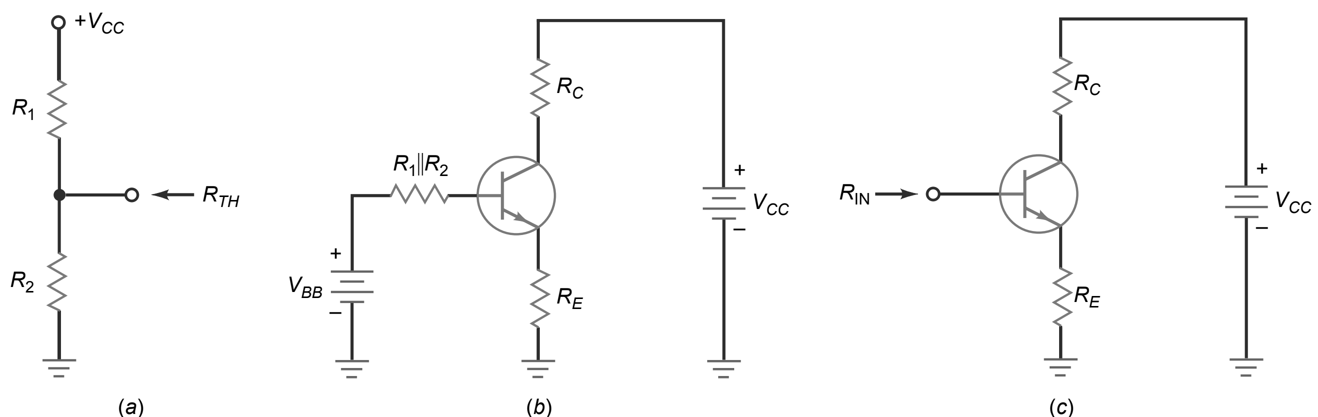
$$\boldsymbol{R_1 \| R_2 < 0{,}01R_{IN}} \qquad (8.7)$$

Un circuito con polarización mediante divisor de tensión bien diseñado satisfará esta condición.

Divisor de tensión constante

Si el transistor de la Figura 8.4*c* tienen una ganancia de corriente de 100, su corriente de colector será 100 veces mayor que la corriente de base. Esto implica que la corriente de emisor también es 100 veces mayor que la corriente de base. Si miramos desde el lado de la base del transistor, la resistencia de emisor R_E parece ser 100 veces mayor. Como derivación tenemos:

Figura 8.4 (*a*) Resistencia de Thevenin. (*b*) Circuito equivalente. (*c*) Resistencia de entrada de la base.



$$\boldsymbol{R_{IN} = \beta_{dc} R_E} \tag{8.8}$$

Por tanto, la Ecuación (8.7) puede escribirse como:

Divisor de tensión constante: $\boldsymbol{R_1 \| R_2 < 0{,}01\beta_{dc} R_E}$ **(8.9)**

Siempre que sea posible, un diseñador seleccionará los valores del circuito para satisfacer esta regla 100:1, ya que obtendrá un punto Q extremadamente estable.

Divisor de tensión casi constante

Algunas veces, el diseño para obtener una tensión constante da lugar a valores pequeños de R_1 y R_2 que provocan otros problemas (que veremos más adelante). En este caso, muchos diseñadores utilizan la siguiente regla de compromiso:

Divisor de tensión casi constante: $\boldsymbol{R_1 \| R_2 < 0{,}1\beta_{dc} R_E}$ **(8.10)**

Denominamos **divisor de tensión casi constante** a cualquier divisor de tensión que satisfaga la regla 10 : 1. En el caso peor, utilizar un divisor de tensión casi constante significa que la corriente de colector será aproximadamente un 10 por ciento menor que el valor obtenido con el divisor de tensión constante. Esto es aceptable en muchas aplicaciones porque el circuito de polarización mediante divisor de tensión tiene un punto Q razonablemente estable.

Aproximación más cercana

si desea obtener un valor más preciso para la corriente de emisor, puede utilizar la siguiente derivación:

$$\boldsymbol{I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + (R_1 \| R_2)/\beta_{dc}}} \tag{8.11}$$

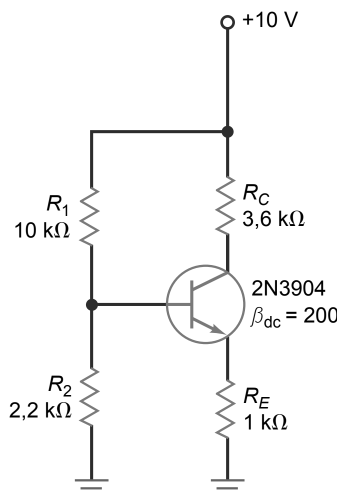
Se diferencia del valor constante en el término del denominador $(R_1 \| R_2)/\beta_{dc}$. Cuando este término tiende a cero, la ecuación se simplifica a la del valor constante.

La Ecuación (8.11) mejorará los resultados del análisis, aunque implica una fórmula algo complicada. Si dispone de una computadora y necesita un análisis más preciso, puede emplear cualquier programa de simulación de circuitos.

Ejemplo 8.3

¿Es el divisor de tensión de la Figura 8.5 constante? Calcule el valor más preciso de la corriente de emisor utilizando la Ecuación 8.11.

Figura 8.5 Ejemplo.



SOLUCIÓN Comprobamos si se ha aplicado la regla 100 :1:

Divisor de tensión constante: $R_1 \| R_2 < 0{,}01\beta_{dc} R_E$

La resistencia de Thevenin del divisor de tensión es:

$$R_1 \| R_2 = 10\ \text{k}\Omega \,\|\, 2{,}2\ \text{k}\Omega = \frac{(10\ \text{k}\Omega)(2{,}2\ \text{k}\Omega)}{10\ \text{k}\Omega + 2{,}2\ \text{k}\Omega} = 1{,}8\ \text{k}\Omega$$

La resistencia de entrada de la base es:

$$\beta_{dc} R_E = (200)(1\ \text{k}\Omega) = 200\ \text{k}\Omega$$

y la centésima parte es:

$$0{,}01\beta_{dc} R_E = 2\ \text{k}\Omega$$

Dado que 1,8 kΩ es menor que 2 kΩ, el divisor de tensión es constante. Aplicando la Ecuación (8.11), la corriente de emisor es

$$I_E = \frac{1{,}8\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega + (1{,}8\ \text{k}\Omega)/200} = \frac{1{,}1\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega + 9\ \Omega} = 1{,}09\ \text{mA}$$

Este valor es muy próximo a 1,1 mA, el valor que hemos obtenido con el análisis simplificado.

Lo importante es: no hay que utilizar la Ecuación (8.1 1) para calcular la corriente de emisor cuando el divisor de tensión es constante. Incluso cuando el divisor de tensión es casi constante, la Ecuación (8.1 1) no mejorará el cálculo de la corriente de emisor más que en, a lo sumo, un 10 por ciento. A menos que se indique lo contrario, a partir de ahora utilizaremos el método simplificado en todos los análisis de circuitos con polarización mediante divisor de tensión.

8.3 Recta de carga y punto *Q* de la polarización mediante divisor de tensión

En las siguientes explicaciones vamos a considerar el divisor de tensión constante de la Figura 8.6, en el que la tensión de emisor se mantiene constante en 1,1 V.

El punto *Q*

El punto Q se ha calculado en la Sección 8.1, y queda definido por una corriente de colector de 1,1 mA y una tensión colector-emisor de 4,94 V. Estos valores se han dibujado para obtener el punto Q mostrado en la Figura 8.6. Puesto que la polarización mediante divisor de tensión se deriva de la polarización de emisor, el punto Q es prácticamente inmune a los cambios en la ganancia de corriente. Una forma de desplazar el punto Q en la Figura 8.6 es variando la resistencia de emisor.

Por ejemplo, si el valor de la resistencia de emisor se cambia a 2,2 k Ω, la corriente de colector disminuye a:

$$I_E = \frac{1{,}1 \text{ V}}{2{,}2 \text{ k}\Omega} = 0{,}5 \text{ mA}$$

Las variaciones en las tensiones serán las siguientes:

$$V_C = 10 \text{ V} - (0{,}5 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 8{,}2 \text{ V}$$

y

$$V_{CE} = 8{,}2 \text{ V} - 1{,}1 \text{ V} = 7{,}1 \text{ V}$$

Por tanto, el nuevo punto Q será Q_L y tendrá las coordenadas 0,5 mA y 7,1 V.

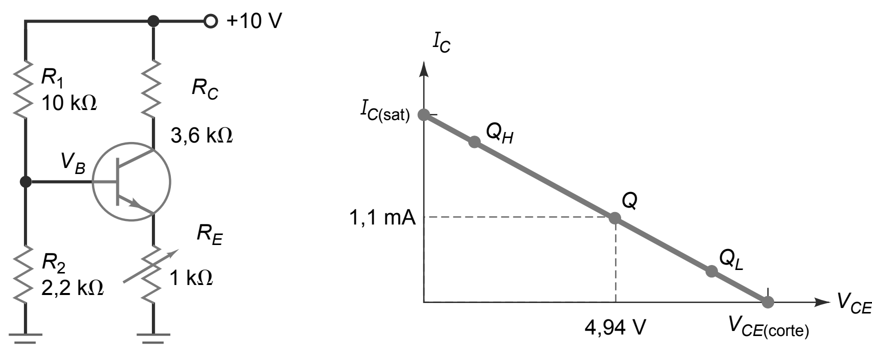
Por otro lado, si disminuimos la resistencia de emisor a 510 Ω, la corriente de emisor aumentará a:

$$I_E = \frac{1{,}1 \text{ V}}{510 \,\Omega} = 2{,}15 \text{ mA}$$

y las nuevas tensiones serán:

$$V_C = 10 \text{ V} - (2{,}15 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 2{,}26 \text{ V}$$

Figura 8.6 Cálculo del punto *Q*.



y

$$V_{CE} = 2{,}26 \text{ V} - 1{,}1 \text{ V} = 1{,}16 \text{ V}$$

En este caso, el punto Q se desplaza a una nueva posición en Q_H de coordenadas 2,15 mA y 1,16 V.

Punto *Q* en el centro de la recta de carga

V_{CC}, R_1, R_2 y R_C controlan la corriente de saturación y la tensión de corte. Una variación en cualquiera de estas magnitudes hará que varíen $I_{C(sat)}$ y/o $V_{CE(corte)}$. Una vez que el diseñador ha determinado los valores de las variables anteriores, se varía la *resistencia de emisor* para definir el punto Q en cualquier posición a lo largo de la recta de carga. Si R_E es demasiado grande, el punto Q de desplaza al punto de corte. Si R_E es demasiado pequeña, el punto Q se mueve hacia la región de saturación. Algunos diseñadores definen el punto Q en el centro de la recta de carga.

INFORMACIÓN ÚTIL

Centrar el punto Q en la recta de carga de un transistor es importante porque permite obtener la máxima tensión alterna de salida del amplificador. El punto Q centrado en la recta de carga en ocasiones se denomina *polarización en el punto medio.*

Directrices de diseño para la polarización mediante divisor de tensión

La Figura 8.7 muestra un circuito con polarización mediante divisor de tensión. Vamos a utilizar este circuito para mostrar los pasos que hay que seguir en un diseño para definir un punto Q estable. Esta técnica de diseño es adecuada para la mayoría de los circuitos, pero sólo es una recomendación. Se pueden emplear también otras técnicas de diseño.

Antes de comenzar con el diseño, es importante determinar los requisitos o especificaciones del circuito. Normalmente, el circuito se polariza para obtener una tensión V_{CE} que se encuentre en el punto intermedio de la recta de carga para una corriente de colector especificada. También se necesitan conocer el valor de V_{CC} y el rango de β_{dc} para el transistor que se va a usar. Asegúrese también de que el circuito no hará que el transistor exceda sus límites de disipación de potencia.

Comenzamos estableciendo que la tensión de emisor sea aproximadamente igual a la décima parte de la tensión de alimentación:

$$V_E = 0{,}1\ V_{CC}$$

A continuación, calculamos el valor de R_E para establecer la corriente de colector especificada:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E}$$

Dado que el punto Q tiene que estar aproximadamente en el punto medio de la recta de carga de continua, una tensión de unos 0,5 V_{CC} aparece en los terminales de colector-emisor. Los restantes 0,4 V_{CC} caen en la resistencia de colector, por tanto:

$$R_C = 4\ R_E$$

A continuación, diseñamos un divisor de tensión fijo aplicando la regla 100:1:

$$R_{TH} \leq 0{,}01\ \beta_{dc}\ R_E$$

Normalmente, R_2 es más pequeña que R_1. Por tanto, la ecuación del divisor de tensión constante se puede simplificar como sigue:

$$R_2 \leq 0{,}01\ \beta_{dc}\ R_E$$

También se puede decidir diseñar un divisor de tensión casi constante utilizando la regla 10:1:

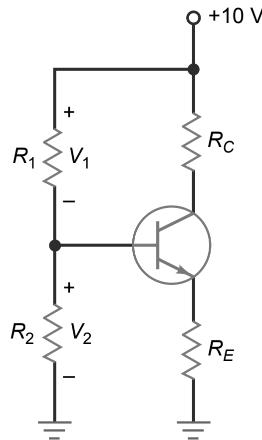
$$R_2 \leq 0{,}1\ \beta_{dc}\ R_E$$

En cualquier caso, se aplica el valor mínimo de β_{dc} para la corriente de colector especificada:

Por último, calculamos R_1 aplicando la relación proporcional:

$$R_1 = \frac{V_1}{V_2}\ R_2$$

Figura 8.7 Diseño con polarización mediante divisor de tensión.



Ejemplo 8.4

En el circuito de la Figura 8.7, calcule los valores de las resistencias para cumplir las siguientes especificaciones:

$V_{CC} = 10$ V V_{CE} en el punto medio

$I_C = 10$ mA β_{dc} del 2N3904 = 100–300

SOLUCIÓN Primero, establecemos la tensión de emisor como sigue:

$$V_E = 0{,}1\ V_{CC}$$

$$V_E = (0{,}1)\ (10\ \text{V}) = 1\ \text{V}$$

La resistencia de emisor se calcula como:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E}$$

$$R_E = \frac{1\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 100\ \Omega$$

La resistencia de colector es:

$$R_C = 4\ R_E$$

$$R_C = (4)\ (100\ \Omega) = 400\ \Omega\ \text{(utilice 390 }\Omega)$$

A continuación, elegimos un divisor de tensión constante o casi constante. Para el caso constante, el valor de R_2 será:

$$R_2 \leq 0{,}01\ \beta_{dc}\ R_E$$

$$R_2 \leq (0{,}01)\ (100)\ (100\ \Omega) = 100\ \Omega$$

Y el valor de R_1 será:

$$R_1 = \frac{V_1}{V_2} R_2$$

$$V_2 = V_E + 0{,}7\ \text{V} = 1\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V} = 1{,}7\ \text{V}$$

$$V_1 = V_{CC} - V_2 = 10\ \text{V} - 1{,}7\ \text{V} = 8{,}3\ \text{V}$$

$$R_1 = \left(\frac{8{,}3\ \text{V}}{1{,}7\ \text{V}}\right)(100\ \Omega) = 488\ \Omega\ \text{(utilice 490 }\Omega)$$

PROBLEMA PRÁCTICO 8.4 Utilizando las directrices dadas para el diseño con polarización mediante divisor de tensión, diseñe el circuito de la Figura 8.7 para cumplir las siguientes especificaciones:

$V_{CC} = 10$ V V_{CE} en el punto medio divisor de tensión constante

$I_C = 1$ mA $\beta_{dc} = 70$-200

8.4 Polarización de emisor con dos alimentaciones

Algunos equipos electrónicos tienen una fuente de alimentación que produce tensiones de alimentación positiva y negativa. Por ejemplo, la Figura 8.8 muestra un circuito de transistor con dos fuentes de de alimentación: +10 y −2 V. La alimentación negativa polariza en directa el diodo de emisor. La alimentación positiva polariza en inversa el diodo de colector. Este circuito se deriva del circuito de polarización de emisor , por lo que nos referiremos a él como circuito de **polarización de emisor con dos alimentaciones**.

Análisis

Lo primero que hacemos es volver a dibujar el circuito como habitualmente aparece en los esquemáticos. Esto significa que borramos los símbolos de la batería, como se muestra con la Figura 8.9. Esto es necesario en los esquemáticos porque normalmente no hay espacio para los símbolos de la baterías en los esquemas complicados. Pero toda la información continúa estando en el esquema, aunque de forma más condensada. Es decir, se aplica una tensión de alimentación negativa de −2 V al terminal inferior de la resistencia de 1 kΩ y una tensión de alimentación positiva de +10 V al terminal superior de la resistencia de 3,6 kΩ.

INFORMACIÓN ÚTIL

Cuando los transistores se polarizan empleando configuraciones de polarización de emisor o mediante divisor de tensión bien diseñadas, se clasifican como circuitos de beta independiente porque los valores de I_C y V_{CE} no se ven afectados por las variaciones de la beta del transistor.

Cuando este tipo de circuito está bien diseñado, la corriente de base es lo suficientemente pequeña como para poder ignorarla. Esto es equivalente a decir que la tensión de base es aproximadamente 0 V, como se muestra en la Figura 8.10.

La tensión que cae en el diodo de emisor es de 0,7 V, por lo que se indican −0,7 V en el nodo de emisor. Si no ve esto claro, pare un momento y piénselo. Es una caída de tensión de 0,7 entre la base y el emisor . Si la tensión de base es 0 V, la tensión de emisor tiene que ser −0,7 V.

En la Figura 8.10, la resistencia de emisor juega de nuevo un papel clave en la configuración de la corriente de emisor. Para hallar esta corriente, aplicamos la ley de Ohm a la resistencia de emisor como sigue: el terminal superior de la resistencia de emisor está a una tensión de −0,7 V y el terminal inferior está a una tensión de −2 V. Por tanto, la tensión que cae en la resistencia de emisor es igual a la diferencia de estas dos tensiones. Para obtener la respuesta correcta, reste el valor más negativo del valor más positivo. En este caso, el valor más negativo es −2 V, por lo que:

$$V_{RE} = -0{,}7 \text{ V} - (-2 \text{ V}) = 1{,}3 \text{ V}$$

Una vez que se ha calculado la tensión que cae en la resistencia de emisor , se calcula la corriente de emisor aplicando la ley de Ohm:

$$I_E = \frac{1{,}3 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1{,}3 \text{ mA}$$

Esta corriente fluye a través de la resistencia de 3,6 kΩ y produce una caída de tensión que restamos de los +10 V como sigue:

$$V_C = 10 \text{ V} - (1{,}3 \text{ mA})(3{,}6 \text{ k}\Omega) = 5{,}32 \text{ V}$$

La tensión colector-emisor es la diferencia entre la tensión de colector y la tensión de emisor:

$$V_{CE} = 5{,}32 \text{ V} - (-0{,}7 \text{ V}) = 6{,}02 \text{ V}$$

Cuando un circuito con polarización de emisor con dos alimentaciones está bien diseñado, es similar a la polarización mediante divisor de tensión y satisface la regla de 100 : 1:

Figura 8.8 Polarización de emisor con dos alimentaciones.

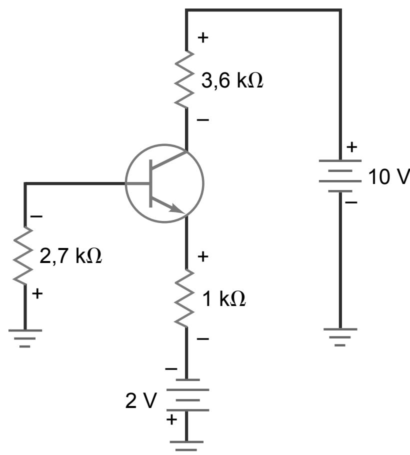


Figura 8.9 Nuevo dibujo del circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones.

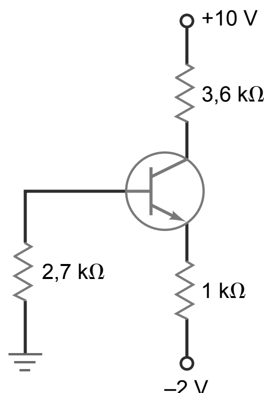
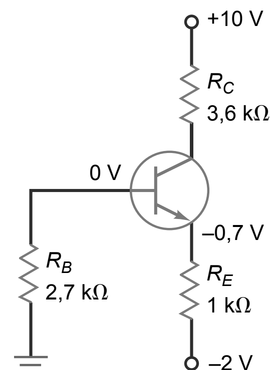


Figura 8.10 Idealmente, la tensión de base es cero.



$$R_B < 0{,}01\beta_{dc}R_E \tag{8.12}$$

En este caso, las ecuaciones simplificadas para el análisis son:

$$V_B \approx 0 \tag{8.13}$$

$$I_E = \frac{V_{EE} - 0{,}7\text{ V}}{R_E} \tag{8.14}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8.15}$$

$$V_{CE} = V_C + 0{,}7\text{ V} \tag{8.16}$$

Tensión de base

Una fuente de error en el método simplificado es la pequeña tensión que cae en la resistencia de base de la Figura 8.10. Dado que por esta resistencia circula una pequeña corriente de base, aparece una tensión negativa entre la base y tierra. En un circuito bien diseñado, esta tensión de base es menor que −0,1 V. Si un diseñador tiene que emplear una resistencia de base grande, la tensión será más negativa que −0,1 V. Si está detectando posibles fallos en un circuito como éste, la tensión entre la base y tierra tiene que ser muy pequeña, si no es así, quiere decir que algo no funciona en el circuito.

Ejemplo 8.5

¿Cuál es la tensión de colector en el circuito de la Figura 8.10 si la resistencia de emisor se aumenta a 1,8 kΩ?

SOLUCIÓN La tensión en la resistencia de emisor sigue siendo igual a 1,3 V. La corriente de emisor es por tanto:

$$I_E = \frac{1{,}3\text{ V}}{1{,}8\text{ k}\Omega} = 0{,}722\text{ mA}$$

La tensión de colector es:

$$V_C = 10\text{ V} - (0{,}722\text{ mA})(3{,}6\text{ k}\Omega) = 7{,}4\text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 8.5 Cambie la resistencia de emisor del circuito de la Figura 8.10 a 2 kΩ y calcule la tensión V_{CE}.

Ejemplo 8.6

Una **etapa** está formada por un transistor y los componentes pasivos conectados a él. La Figura 8.1 1 muestra un circuito de tres etapas que utiliza polarización de emisor con dos alimentaciones. ¿Cuál es la tensión de colector a tierra en cada una de las etapas del circuito de la Figura 8.11?

SOLUCIÓN Para empezar, vamos a ignorar los condensadores, ya que se comportan como circuitos abiertos para la corrientes y tensiones de continua. Por tanto, tenemos tres transistores aislados, cada uno de ellos con una polarización de emisor con dos alimentaciones.

La primera etapa tiene una corriente de emisor de:

$$I_E = \frac{15\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{20\text{ k}\Omega} = \frac{14{,}3\text{ V}}{20\text{ k}\Omega} = 0{,}715\text{ mA}$$

y una tensión de colector de:

$$V_C = 15\text{ V} - (0{,}715\text{ mA})(10\text{ k}\Omega) = 7{,}85\text{ V}$$

Puesto que las otras dos etapas utilizan los mismos valores de circuito, tendrán una tensión de colector respecto a tierra de aproximadamente 7,85 V.

La Tabla-resumen 8.1 ilustra los cuatro tipos principales de circuitos de polarización.

PROBLEMA PRÁCTICO 8.6 Cambie las tensiones de alimentación de la Figura 8.1 1 a +12 V y −12 V. A continuación, calcule V_{CE} para cada transistor.

Figura 8.11 Circuito de tres etapas.

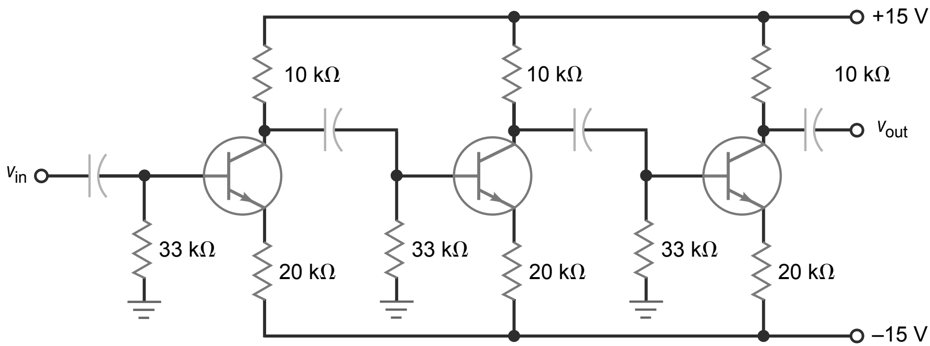


Tabla-resumen 8.1 Principales circuitos de polarización

Tipo	Circuito	Cálculos	Características	Se utiliza en
Polarización de base	$+V_{CC}$, R_C, R_B, $+V_{BB}$	$I_B = \frac{V_{BB} - 0{,}7\text{ V}}{R_B}$ $I_C = \beta I_B$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$	Pocos componentes; dependiente de β; corriente de base fija	Circuitos de conmutación; circuitos digitales
Polarización de emisor	$+V_{CC}$, R_C, $+V_{BB}$, R_E	$V_E = V_{BB} - 0{,}7\text{ V}$ $I_E = \frac{V_E}{R_E}$ $V_C = V_C - I_C R_C$ $V_{CE} = V_C - V_E$	Corriente de emisor fija; independiente de β	Excitador I_C amplificación

Tabla-resumen 8.1 Principales circuitos de polarización

Tipo	Circuito	Cálculos	Características	Se utiliza en
Polarización mediante divisor de tensión	$+V_{CC}$, R_1, R_C, R_2, R_E	$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$ $V_E = V_B - 0{,}7$ V $I_E = \frac{V_E}{R_E}$ $V_C = V_{CC} - I_C R_C$ $V_{CE} = V_C - V_E$	Necesita más resistencias; independiente de β; sólo necesita una fuente de alimentación	Amplificadores
Polarización de emisor con dos alimentaciones	$+V_{CC}$, R_C, R_B, R_E, $-V_{EE}$	V_B 0 V $V_E = V_B - 0{,}7$ V $V_{RE} = V_{EE} - 0{,}7$ V $I_E = \frac{V_{RE}}{R_E}$ $V_C = V_{CC} - I_C R_C$ $V_{CE} = V_C - V_E$	Necesita tensiones de alimentación positiva y negativa; independiente de β	Amplificadores

8.5 Otros tipos de polarización

En esta sección vamos a estudiar otros tipos de polarización. No es necesario un análisis detallado de estos tipos de polarización porque rara vez se emplean en diseños nuevos; sin embargo, es necesario que los conozca por si acaso se los encuentra en algún esquemático.

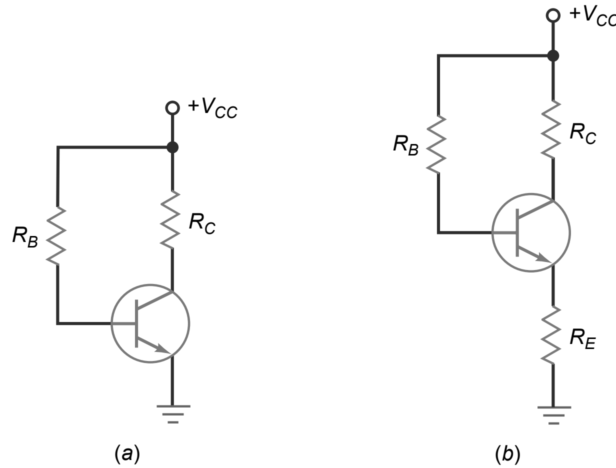
Polarización con realimentación de emisor

Recuerde las explicaciones sobre la polarización de base (Figura 8.12*a*). Este circuito es el menos adecuado cuando se trata de fijar un punto *Q*. ¿Por qué? Dado que la corriente de base se fija, la corriente de colector varía cuando varía la ganancia de corriente. En un circuito como éste, el punto *Q* se mueve a lo largo de la recta de carga si se reemplaza el transistor o varía la temperatura.

Históricamente, el primer intento para estabilizar el punto *Q* fue la **polarización con realimentación de emisor**, que se muestra en la Figura 8.12*b*. Observe que se ha añadido al circuito una resistencia de emisor. La idea fundamental es la siguiente: si I_C aumenta, V_E aumenta, lo que hace que V_B también aumente. Cuanto mayor sea V_B menos tensión caerá en R_B, lo que da lugar a una menor I_B, en oposición al incremento original de I_C. Esto es lo que se denomina *realimentación,* porque la variación en la tensión de emisor se alimenta de nuevo al circuito de base. Se dice que esta realimentación es *negativa* porque se opone a la variación original de la corriente de colector.

La polarización con realimentación de emisor nunca ha llegado a ser popular. El movimiento del punto *Q* es todavía demasiado grande para la mayoría de las aplicaciones que se tienen que fabricar en serie. Las ecuaciones para analizar la polarización con realimentación de emisor son las siguientes:

Figura 8.12 (*a*) Polarización de base. (*b*) Polarización con realimentación de emisor.



$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta_{dc}} \tag{8.17}$$

$$V_E = I_E R_E \tag{8.18}$$

$$V_B = V_E + 0{,}7\ \text{V} \tag{8.19}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8.20}$$

La finalidad de la polarización con realimentación de emisor es **anular** la variaciones de β_{dc}; es decir, R_E tiene que ser mucho mayor que R_B/β_{dc}. Si esta condición se satisface, la Ecuación (8.17) será insensible a los cambios de β_{dc}. Sin embargo, en los circuitos prácticos, un diseñador no puede seleccionar R_E tan grande como para anular los efectos de β_{dc} sin que el transistor se corte.

La Figura 8.13*a* muestra un ejemplo de un circuito de polarización con realimentación de emisor . La Figura 8.13*b* muestra la recta de carga y los puntos *Q* para dos ganancias de corriente distintas. Como puede ver, una variación de 3 : 1 en la ganancia de corriente da como resultado una variación grande de la corriente de colector . El circuito no es mucho mejor que el de polarización de base.

Polarización con realimentación de colector

La Figura 8.14*a* muestra un circuito de **polarización con realimentación de colector** (también denominado de **autopolarización**). Históricamente, fue otro intento de estabilizar el punto *Q*. De nuevo, la idea fundamental consiste en realimentar una tensión a la base con el fin de neutralizar cualquier variación de la corriente de colector . Por ejemplo, supongamos que la corriente de colector aumenta, por lo que la tensión de colector disminuye y , en consecuencia, también disminuye la tensión en la resistencia de base. A su vez, esto hace que disminuya la corriente de base, lo que se opone al incremento original en la corriente de colector.

Figura 8.13 (*a*) Ejemplo de polarización con realimentación de emisor. (*b*) El punto *Q* es sensible a las variaciones de la ganancia de corriente.

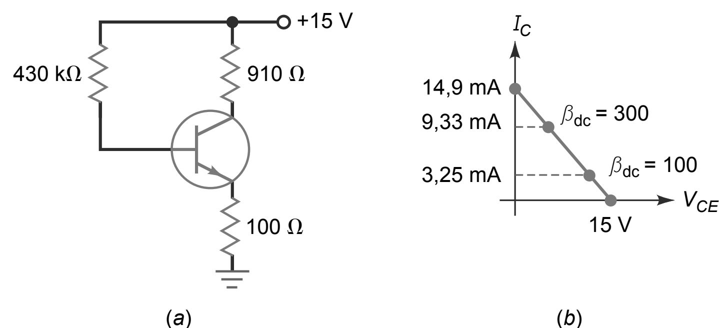
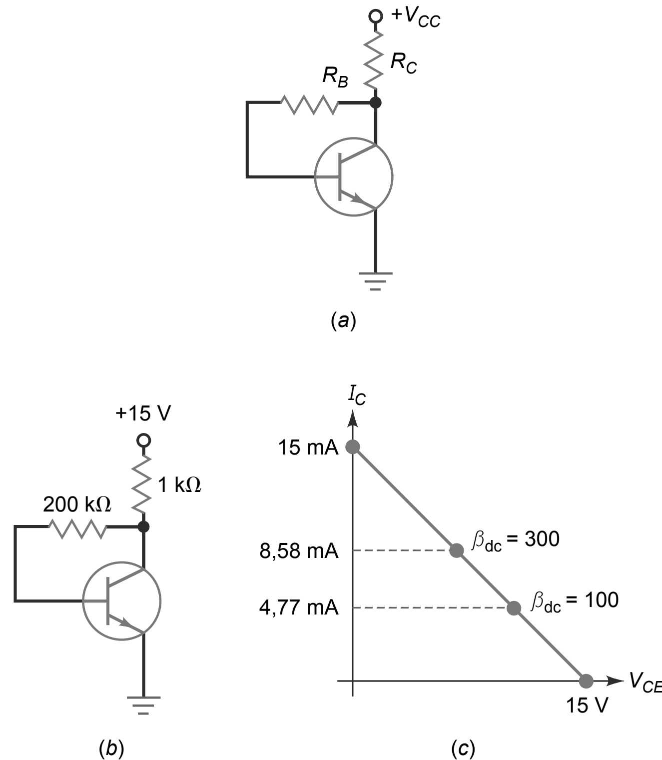


Figura 8.14 (*a*) Polarización con realimentación de colector. (*b*) Ejemplo. (*c*) El punto *Q* es menos sensible a las variaciones de la ganancia de corriente.



Al igual que la polarización con realimentación de emisor, la polarización con realimentación de colector utiliza realimentación negativa para intentar reducir la variación original en la corriente de colector. Las ecuaciones para analizar la polarización con realimentación de colector son las siguientes:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B/\beta_{dc}} \tag{8.21}$$

$$V_B = 0{,}7 \text{ V} \tag{8.22}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{8.23}$$

Normalmente, el punto *Q* se establece cerca del punto medio de la recta de carga utilizando una resistencia de base de:

$$R_B = \beta_{dc} R_C \tag{8.24}$$

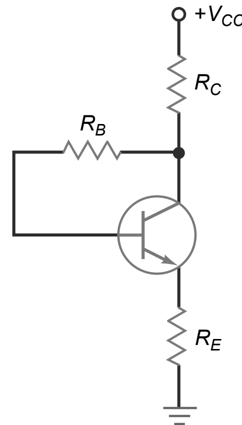
La Figura 8.14*b* muestra un ejemplo de un circuito de polarización con realimentación de colector. La Figura 8.14*c* muestra la recta de carga y el punto *Q* para dos ganancias de corriente diferentes. Como puede ver, una variación de 3 : 1 en la ganancia de corriente produce una variación menor en la corriente de colector que la polarización con realimentación de emisor (véase la Figura 8.13*b*).

La polarización con realimentación de colector es más efectiva que la polarización con realimentación de emisor en lo que se refiere a la estabilidad del punto *Q*. Aunque el circuito continúa siendo sensible a las variaciones de la ganancia de corriente, en la práctica se utiliza por su simplicidad.

Polarización con realimentaciones de emisor y de colector

Las polarizaciones con realimentación de emisor y con realimentación de colector fueron los primeros pasos para conseguir una polarización más estable en los circuitos de transistores. Aunque la idea de la realimentación negativa es buena, estos circuitos se quedan cortos porque no generan la suficiente realimentación negativa como para lograr su objetivo. Por ello, el siguiente paso en la polarización fue el circuito mostrado en la Figura 8.15. La idea básica es utilizar realimentación de emisor y de colector para intentar mejorar el funcionamiento.

Figura 8.15 Polarización con realimentación de emisor y de colector.



Sin embargo, más no siempre es lo mejor . Combinar ambos de tipos de realimentación en un circuito ayuda pero continúa no siendo suficiente para el rendimiento que se necesita para fabricaciones en serie. Las ecuaciones para analizar este circuito son las siguientes:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_E + R_B/\beta_{dc}} \quad (8.25)$$

$$V_E = I_E R_E \quad (8.26)$$

$$V_B = V_E + 0{,}7\ \text{V} \quad (8.27)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (8.28)$$

8.6 Detección de averías

Vamos a tratar la detección de fallos en la polarización mediante divisor de tensión porque es el método de polarización más extendido. La Figura 8.16 muestra el circuito de polarización mediante divisor de tensión analizado anteriormente. La Tabla 8.1 enumera las tensiones del circuito al simularlo con un programa de simulación de circuitos. El voltímetro empleado para realizar las medidas presenta una impedancia de entrada de 10 MΩ.

Averías inequívocas

A menudo, un circuito abierto o un cortocircuito producen tensiones características. Por ejemplo, la única forma de obtener 10 V en la base del transistor de la Figura 8.16 es si R_1 está cortocircuitada. Ningún otro componente cortocircuitado o en abierto puede producir el mismo resultado. La mayor parte de las entradas de la Tabla 8.1 producen un conjunto inequívoco de tensiones, por lo que es posible identificar los componentes defectuosos sin tener que desmontarlos del circuito para realizar más pruebas.

Averías ambigüas

Dos de las averías enumeradas en la Tabla 8.1 no producen tensiones únicas: R_{1O} y R_{2S}. Ambas proporcionan medidas de tensiones de 0, 0 y 10 V. En el caso de averías ambigüas como éstas, el técnico de reparaciones debe desconectar los componentes sospechosos y utilizar un óhmetro u otro instrumento para comprobarlos. Por ejemplo, podríamos desconectar R_1 y medir su resistencia con un óhmetro. Si es un abierto, quiere decir que hemos encontrado la avería. Si está bien, entonces será R_2 la que está cortocircuitada.

Carga del voltímetro

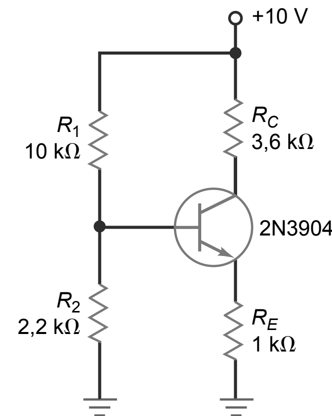
Cuando se utiliza un voltímetro, se conecta una resistencia nueva al circuito. Esta resistencia absorberá corriente del circuito. Si el circuito tiene una resistencia grande, la tensión que se mida será menor que la normal.

Por ejemplo, suponga que la resistencia de emisor en la Figura 8.16 está en abierto. La tensión de base es 1,8 V. Dado que puede no haber corriente de emisor con una resistencia de emisor en circuito abierto, la tensión me-

Tabla 8.1 Averías y síntomas

Avería	V_B	V_E	V_C	Comentario
Ninguna	1,79	1,12	6	No hay avería
R_{1S}	10	9,17	9,.2	Transistor saturado
R_{1O}	0	0	10	Transistor cortado
R_{2S}	0	0	10	Transistor cortado
R_{2O}	3,38	2,68	2,73	Reduce la polarización con realimentación de emisor
R_{ES}	0,71	0	0,06	Transistor saturado
R_{EO}	1,8	1,37	10	La carga de 10-MΩ del voltímetro reduce V_E
R_{CS}	1,79	1,12	10	Resistencia de colector cortocircuitada
R_{CO}	1,07	0,4	0,43	Corriente de base grande
CES	2,06	2,06	2,06	Todos los terminales del transistor cortocircuitados
CEO	1,8	0	10	Todos los terminales del transistor en abierto
No V_{CC}	0	0	0	Comprobar la fuente de alimentación y las conexiones

Figura 8.16 Detección de averías.



dida entre el emisor y tierra tiene que ser también 1,8V. Cuando se mide V_E con un voltímetro de 10-MΩ, se están conectando 10 MΩ entre el emisor y tierra. Esto permite que circule una pequeña corriente de emisor, que producirá una caída de tensión en el diodo de emisor Por esta razón $V_E = 1{,}37$ V en lugar de ser 1,8 V para la avería R_{EO} indicada en la Tabla 8.1.

8.7 Transistores *PNP*

Hasta este momento nos hemos concentrado en los circuitos de polarización utilizando transistores *npn*. Muchos circuitos también utilizan transistores *pnp*. Este tipo de transistor a menudo se emplea cuando el equipo electrónico dispone de una fuente de alimentación negativa. Los transistores *pnp* también se utilizan como complementarios de los transistores *npn* cuando hay disponibles fuentes de alimentación dobles (positiva y negativa).

Figura 8.17 Transistor *PNP*.

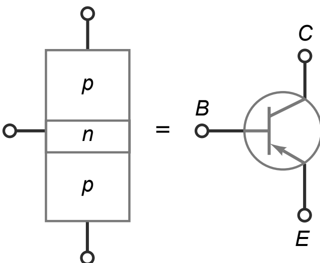
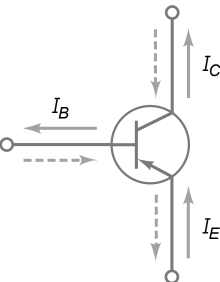


Figura 8.18 Corrientes *PNP*.



La Figura 8.17 muestra la estructura de un transistor *pnp* junto con su símbolo esquemático. Puesto que las regiones dopadas son del tipo opuesto, ahora tenemos que tener en cuenta que los huecos son los portadores mayoritarios en el emisor en lugar de serlo los electrones libres.

Ideas básicas

Veamos de forma breve qué ocurre a nivel atómico: el emisor inyecta huecos en la base. La mayor parte de estos huecos fluyen al colector, por ello, la corriente de colector es casi igual que la corriente de emisor.

La Figura 8.18 muestra las tres corrientes del transistor. Las flechas continuas representan la corriente convencional y las flechas discontinuas representan el flujo de electrones.

Alimentación negativa

La Figura 8.19*a* muestra la polarización mediante divisor de tensión con un transistor *pnp* y una tensión de alimentación negativa de −10 V. El 2N3906 es el complementario del 2N3904; es decir, sus características tienen los mismos valores absolutos que los del 2N3904, pero todas las polaridades de corrientes y tensiones están invertidas. Compare este circuito *pnp* con el circuito *npn* de la Figura 8.16. Las únicas diferencias son las tensiones de alimentación y los transistores.

Lo importante es: cuando se tiene un circuito con transistores *npn*, a menudo se puede utilizar el mismo circuito con una tensión de alimentación negativa y transistores *pnp*.

Puesto que se emplea una tensión de alimentación negativa, que genera valores de circuito negativos, hay que ser cuidadoso a la hora de realizar los cálculos. Los pasos para determinar el punto *Q* en la Figura 8.19*a* son los siguientes:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{2{,}2\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 2{,}2\ \text{k}\Omega}(-10\ \text{V}) = -1{,}8\ \text{V}$$

Con un transistor *pnp*, la unión base-emisor se polarizará en directa cuando V_E esté 0,7 V por encima de V_B. Por tanto,

$$V_E = V_B + 0{,}7\ \text{V}$$
$$V_E = -1{,}8\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V}$$
$$V_E = -1{,}1\ \text{V}$$

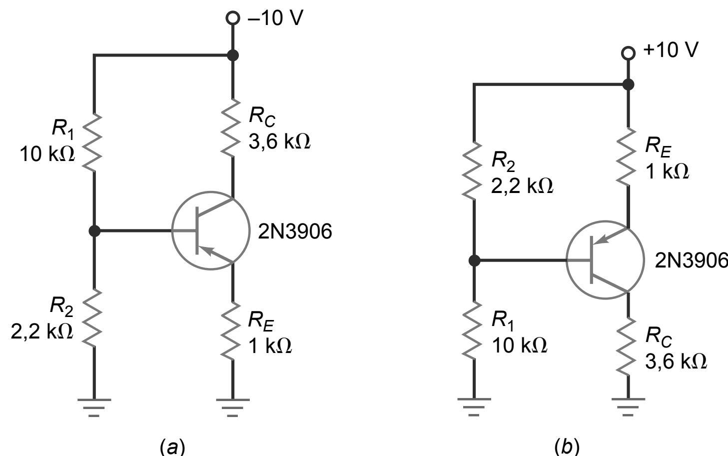
A continuación, determinamos las corrientes de emisor y de colector:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{-1{,}1\ \text{V}}{1\ \text{k}\Omega} = 1{,}1\ \text{mA}$$

$$I_C = I_E = 1{,}1\ \text{mA}$$

Ahora obtenemos los valores de las tensiones de colector y colector-emisor:

Figura 8.19 Circuito *PNP*. (*a*) Alimentación negativa. (*b*) Alimentación positiva.



$$V_C = -V_{CC} + I_C R_C$$
$$V_C = -10\text{ V} + (1{,}1\text{ mA})(3{,}6\text{ k}\Omega)$$
$$V_C = -6.04\text{ V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E$$
$$V_{CE} = -6{,}04\text{ V} - (-1{,}1\text{ V}) = -4{,}94\text{ V}$$

Tensión de alimentación positiva

Las fuentes de alimentación positivas se utilizan más a menudo en los circuitos de transistor que las fuentes de alimentación negativas. Por ello, verá con frecuencia transistores *pnp* dibujados como se muestra en la Figura 8.19*b*. Veamos cómo funciona el circuito: la tensión en R_2 se aplica al diodo de emisor en serie con la resistencia de emisor, lo que establece la corriente de emisor. La corriente de colector fluye a través de R_C, produciendo una tensión entre colector y tierra. En el proceso de detección de averías podemos calcular V_C V_B, y V_E como sigue:

1. Calcular la tensión en R_2.
2. Restar 0,7 V para obtener la tensión que cae en la resistencia de emisor.
3. Obtener la corriente de emisor.
4. Calcular la tensión de colector respecto a tierra.
5. Calcular la tensión de base respecto a tierra.
6. Calcular la tensión de emisor respecto a tierra.

Ejemplo 8.7

Calcule las tres tensiones del transistor para el circuito *pnp* de la Figura 8.19*b*.

SOLUCIÓN Calculamos la tensión en R_2. Podemos obtener esta tensión utilizando la ecuación del divisor de tensión:

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{EE}$$

Alternativamente, podemos hallar esta tensión de otra manera. Calculamos la corriente que circula por el divisor de tensión y luego la multiplicamos por R_2, del siguiente modo:

$$I = \frac{10\text{ V}}{12.2\text{ k}\Omega} = 0{,}82\text{ mA}$$

y

$$V_2 = (0{,}82\text{ mA})(2{,}2\text{ k}\Omega) = 1{,}8\text{ V}$$

A continuación, restamos 0,7 V de la tensión anterior para obtener la tensión en la resistencia de emisor:

$$1{,}8\text{ V} - 0{,}7\text{ V} = 1{,}1\text{ V}$$

Ahora hallamos la corriente de emisor:

$$I_E = \frac{1{,}1\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 1{,}1\text{ mA}$$

Cuando la corriente de colector circula a través de la resistencia de colector, produce una tensión de colector respecto a tierra de:

$$V_C = (1{,}1\text{ mA})(3{,}6\text{ k}\Omega) = 3{,}96\text{ V}$$

La tensión entre la base y tierra es:

$$V_B = 10\text{ V} - 1{,}8\text{ V} = 8{,}2\text{ V}$$

La tensión entre el emisor y tierra es:

$V_E = 10 \text{ V} - 1{,}1 \text{ V} = 8{,}9 \text{ V}$

PROBLEMA PRÁCTICO 8.7 En ambos circuitos, Figuras 8.19*a* y 8.19*b*, cambie la tensión de alimentación de 10 V a 12 V y calcule V_B, V_E, V_C y V_{CE}.

Resumen

SEC. 8.1 POLARIZACIÓN MEDIANTE DIVISOR DE TENSIÓN

El circuito más famoso basado en el prototipo de polarización de emisor se denomina circuito de polarización mediante divisor de tensión. Podrá reconocerlo por el divisor de tensión del circuito base.

SEC. 8.2 ANÁLISIS PRECISO DE LA POLARIZACIÓN MEDIANTE DIVISOR DE TENSIÓN

La idea fundamental es que la corriente de base tiene que ser mucho más pequeña que la corriente que circula a través del divisor de tensión. Cuando se satisface esta condición, el divisor de tensión mantiene la tensión de base prácticamente constante e igual a la tensión de salida del divisor de tensión. Esto da lugar a un punto *Q* muy estable para todas las condiciones de operación.

SEC. 8.3 RECTA DE CARGA Y PUNTO *Q* DE LA POLARIZACIÓN MEDIANTE DIVISOR DE TENSIÓN

La recta de carga se dibuja entre los puntos de saturación y de corte. El punto *Q* se localiza sobre la recta de carga y su posición exacta la determina la polarización. Grandes variaciones en la ganancia de corriente apenas tienen efecto sobre el punto *Q*, porque este tipo de polarización establece un valor constante de la corriente de emisor.

SEC. 8.4 POLARIZACIÓN DE EMISOR CON DOS ALIMENTACIONES

Este diseño utiliza dos fuentes de alimentación: una positiva y otra negativa. La idea es establecer un valor constante de la corriente de emisor. El circuito es una variante del prototipo del circuito de polarización de emisor estudiado anteriormente.

SEC. 8.5 OTROS TIPOS DE POLARIZACIÓN

Esta sección presenta la realimentación negativa, un fenómeno que se produce cuando un incremento en una magnitud de salida produce un decremento en una magnitud de entrada. Es una excelente idea que ha llevado a la polarización mediante divisor de tensión. Los restantes tipos de polarización no pueden producir la suficiente realimentación negativa, por lo que fallan en su intento de alcanzar el nivel de rendimiento de la polarización mediante divisor de tensión.

SEC. 8.6 DETECCIÓN DE AVERÍAS

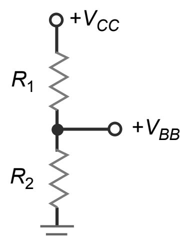
La detección de averías es un arte. Por ello, no es posible reducir el proceso a un conjunto de reglas. Aprenderá a localizar los fallos principalmente gracias a la experiencia.

SEC. 8.7 TRANSISTORES PNP

Estos dispositivos *pnp* tienen todas sus corrientes y tensiones invertidas respecto de sus contrapartidas *npn*. Pueden emplearse con tensiones de alimentación negativas; aunque es más frecuente utilizarlos con tensiones de alimentación positivas en una configuración invertida.

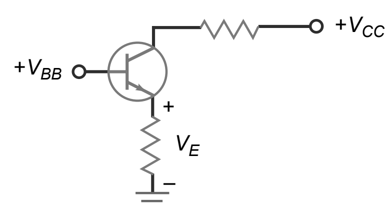
Derivaciones de la polarización mediante divisor de tensión

(8.1) Tensión de base:



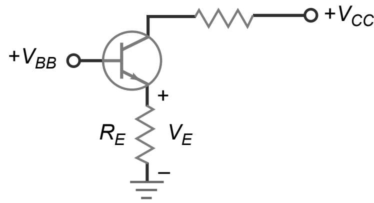
$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

(8.2) Tensión de emisor:



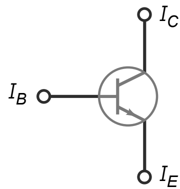
$$V_E = V_{BB} - V_{BE}$$

(8.3) Corriente de emisor:



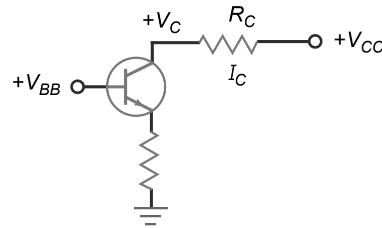
$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

(8.4) Corriente de colector:



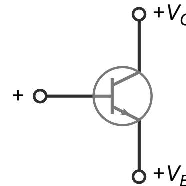
$$I_C \approx I_E$$

(8.5) Tensión de colector:



$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

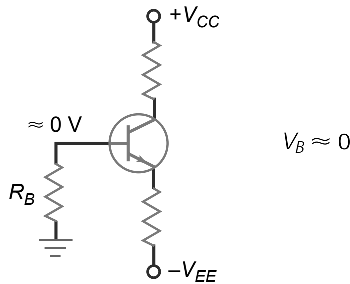
(8.6) Tensión colector-emisor:



$$V_{CE} = V_C - V_E$$

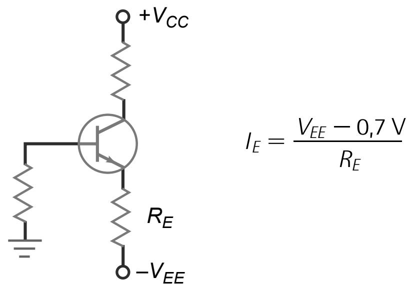
Derivaciones de la polarización de emisor con dos alimentaciones

(8.13) Tensión de base:



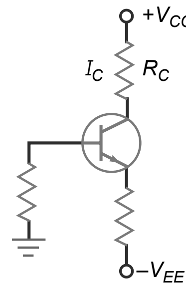
$$V_B \approx 0$$

(8.14) Corriente de emisor:



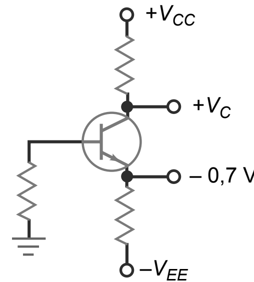
$$I_E = \frac{V_{EE} - 0{,}7\ \text{V}}{R_E}$$

(8.15) Tensión de colector (polarización de emisor con dos alimentaciones)



$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

(8.16) Tensión colector-emisor (polarización de emisor con dos alimentaciones)



$$V_{CE} = V_C + 0{,}7\ \text{V}$$

Cuestiones

1. **En la polarización de emisor, la tensión en la resistencia de emisor es igual que la tensión entre el emisor y**
   a. la base
   b. el colector
   c. el emisor
   d. tierra

2. **En la polarización de emisor, la tensión en el emisor es 0,7 V menor que la**
   a. tensión de base
   b. tensión de emisor
   c. tensión de colector
   d. tensión de tierra

3. **En la polarización mediante divisor de tensión, la tensión de base es:**
   a. menor que la tensión de alimentación de la base
   b. igual que la tensión de alimentación de la base
   c. mayor que la tensión de alimentación de la base

d. mayor que la tensión de alimentación del colector

4. La polarización mediante divisor de tensión destaca por su

a. tensión de colector inestable
b. corriente de emisor variable
c. corriente de base grande
d. punto *Q* estable

5. En la polarización mediante divisor de tensión, un incremento de la resistencia de colector hace que

a. disminuya la tensión de emisor
b. disminuya la tensión de colector
c. aumente la tensión de emisor
d. disminuya la corriente de emisor

6. La polarización mediante divisor de tensión tiene un punto *Q* estable como la polarización

a. de base
b. de emisor
c. con realimentación de colector
d. con realimentación de emisor

7. La polarización mediante divisor de tensión necesita

a. sólo tres resistencias
b. sólo una alimentación
c. resistencias de precisión
d. más resistencias para funcionar mejor

8. Normalmente, la polarización mediante divisor de tensión trabaja en la región

a. activa
b. de corte
c. de saturación
d. de disrupción

9. La tensión de colector de un circuito de polarización mediante divisor de tensión no es sensible a las variaciones de la

a. tensión de alimentación
b. resistencia de emisor
c. ganancia de corriente
d. resistencia de colector

10. Si en un circuito de polarización mediante divisor de tensión la resistencia de emisor disminuye, la tensión de colector

a. disminuye
b. no varía
c. aumenta
d. se duplica

11. La polarización de base se asocia con

a. amplificadores
b. circuitos de conmutación
c. punto *Q* estable
d. corriente de emisor fija

12. Si en un circuito de polarización mediante divisor de tensión la resistencia de emisor se reduce a la mitad, la corriente de colector

a. se duplica
b. se reduce a la mitad
c. no varía
d. aumenta

13. Si en un circuito de polarización mediante divisor de tensión la resistencia de colector disminuye, la tensión de colector

a. disminuye
b. no varía
c. aumenta
d. se duplica

14. El punto *Q* de un circuito de polarización mediante divisor de tensión

a. es muy sensible a las variaciones de la ganancia de corriente
b. es algo sensible a las variaciones de la ganancia de corriente
c. es prácticamente insensible a las variaciones de la ganancia de corriente
d. se ve afectada enormemente por las variaciones de temperatura

15. La tensión de base en la polarización de emisor con dos alimentaciones es

a. 0,7 V
b. muy grande
c. próxima a 0 V
d. 1,3 V

16. Si en un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones, la resistencia de emisor se duplica, la corriente de colector

a. se reduce a la mitad
b. no varía
c. se duplica
d. aumenta

17. Si una salpicadura de soldadura cortocircuita la resistencia de colector en un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones, la tensión de colector

a. cae a cero
b. es igual a la tensión de alimentación del colector
c. no varía
d. se duplica

18. Si en un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones la resistencia de emisor disminuye, la tensión de colector

a. disminuye
b. no varía
c. aumenta
d. es igual a la tensión de alimentación del colector

19. Si en un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones la resistencia de base está en circuito abierto, la tensión de colector

a. disminuye
b. no varía
c. aumenta ligeramente
d. es igual a la tensión de alimentación del colector

20. En un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones, la corriente de base tiene que ser muy

a. pequeña
b. grande
c. inestable
d. estable

21. El punto *Q* en un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones no depende de

a. la resistencia de emisor
b. la resistencia de colector
c. la ganancia de corriente
d. la tensión de emisor

22. Los portadores mayoritarios en el emisor de un transistor *pnp* son los

a. huecos
b. electrones libres
c. átomos trivalentes
d. átomos pentavalentes

23. La ganancia de corriente de un transistor *pnp* es

a. negativa respecto de la ganancia de corriente *npn*
b. la corriente de colector dividida entre la corriente de emisor
c. próxima a cero
d. la relación de la corriente de colector respecto de la corriente de base

24. ¿Cuál es la corriente más grande en un transistor *pnp*?
a. La corriente de base
b. La corriente de emisor
c. La corriente de colector
d. Ninguna de las anteriores

25. Las corrientes de un transistor *pnp*
a. normalmente son más pequeñas que las corrientes del *npn*
b. son opuestas a las corrientes *npn*
c. normalmente son más grandes que las corrientes *npn*
d. son negativas

26. En un circuito de polarización mediante divisor de tensión *pnp* deben utilizarse
a. fuentes de alimentación negativas
b. fuentes de alimentación positivas
c. resistencias
d. tierras

27. En un cicuito *pnp* de polarización de emisor con dos alimentaciones que usa una alimentación V_{CC} negativa, la tensión de emisor es
a. igual a la tensión de base
b. 0,7 V mayor que la tensión de base
c. 0,7 V menor que la tensión de base
d. igual que la tensión de colector

28. En un circuito de polarización mediante divisor de tensión bien diseñado, la corriente de base es
a. mucho mayor que la corriente del divisor de tensión
b. igual que la corriente de emisor
c. mucho menor que la corriente del divisor de tensión
d. igual que la corriente de colector

29. En un circuito de polarización mediante divisor de tensión, la resistencia de entrada de base R_{IN}
a. es igual a $\beta_{dc}\, R_E$
b. normalmente es menor que R_{TH}
c. es igual a $\beta_{dc}\, R_C$
d. es independiente de β_{dc}

30. En un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones, la tensión de base es aproximadamente cero cuando
a. la resistencia de base es muy grande
b. el transistor se satura
c. β_{dc} es muy pequeña
d. $R_B < 0{,}01\, \beta_{dc}\, R_E$

Problemas

SEC. 8.1 POLARIZACIÓN MEDIANTE DIVISOR DE TENSIÓN

8.1 ¿Cuál es la tensión de emisor en el circuito de la Figura 8.20? ¿Y la tensión de colector?

8.2 ¿Cuál es la tensión de emisor en el circuito de la Figura 8.21? ¿Y la tensión de colector?

8.3 ¿Cuál es la tensión de emisor en el circuito de la Figura 8.22? ¿Y la tensión de colector?

8.4 ¿Cuál es la tensión de emisor en el circuito de la Figura 8.23? ¿Y la tensión de colector?

8.5 Todas las resistencias de la Figura 8.22 tienen una tolerancia del ±5 por ciento. ¿Cuál es el mínimo valor posible de la tensión de colector? ¿Y la máxima?

8.6 La fuente de alimentación de la Figura 8.23 tiene una tolerancia del ±10 por ciento. ¿Cuál es el mínimo valor posible de la tensión de colector? ¿Y la máxima?

SEC. 8.3 RECTA DE CARGA Y PUNTO *Q* DE LA POLARIZACIÓN CON DIVISOR DE TENSIÓN

8.7 ¿Cuál es el punto *Q* en la Figura 8.20?

8.8 ¿Cuál es el punto *Q* en la Figura 8.21?

8.9 ¿Cuál es el punto *Q* en la Figura 8.22?

8.10 ¿Cuál es el punto *Q* en la Figura 8.23?

8.11 Todas las resistencias de la Figura 8.22 tienen una tolerancia del ±5 por ciento. ¿Cuál es el mínimo valor posible de la tensión de colector? ¿Y la máxima?

8.12 La fuente de alimentación de la Figura 8.23 tiene una tolerancia del ±10 por ciento. ¿Cuál es el mínimo valor posible de la tensión de colector? ¿Y la máxima?

Figura 8.20

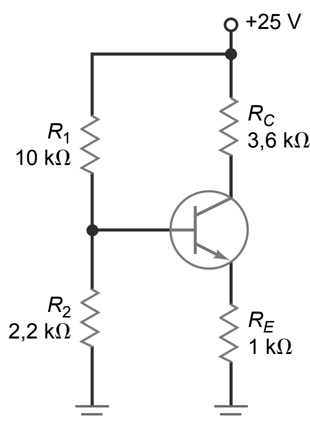


Figura 8.21

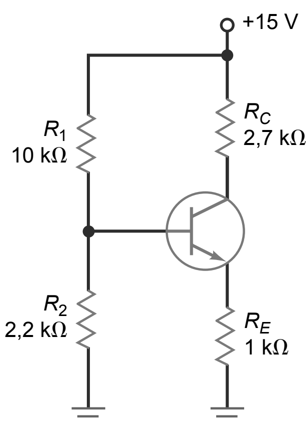


Figura 8.22

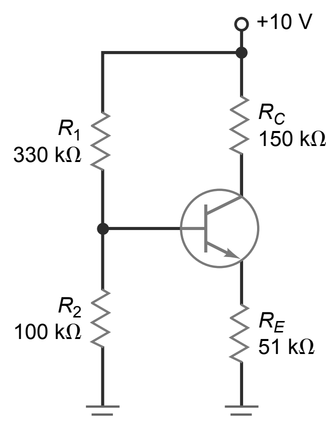


Figura 8.23

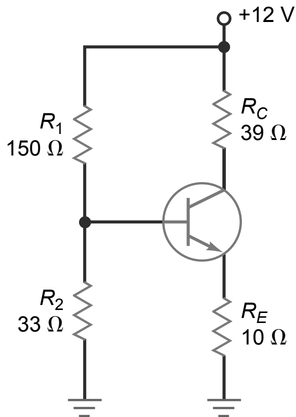


Figura 8.24

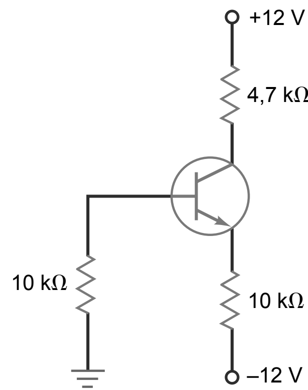
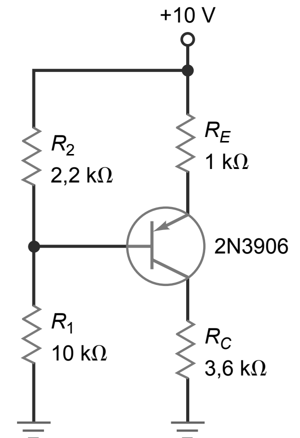


Figura 8.25



SEC. 8.4 POLARIZACIÓN DE EMISOR CON DOS ALIMENTACIONES

8.13 ¿Cuál es la corriente de emisor en la Figura 8.24? ¿Y la tensión de colector?

8.14 Si todas las resistencias se duplican en la Figura 8.24, ¿cuál es la corriente de emisor? ¿Y la tensión de colector?

8.15 Todas las resistencias de la Figura 8.24 tienen una tolerancia del ± 5 por ciento. ¿Cuál es el mínimo valor posible de la tensión de colector? ¿Y la máxima?

SEC. 8.5 OTROS TIPOS DE POLARIZACIÓN

8.16 En la Figura 8.23, para variaciones pequeñas de cada uno de los siguientes componentes ¿la tensión de colector aumenta, disminuye o se mantiene constante?

a. R_1 aumenta
b. R_2 disminuye
c. R_E aumenta
d. R_C disminuye
e. V_{CC} aumenta
f. β_{dc} disminuye

8.17 En la Figura 8.25, para pequeños incrementos de los valores siguientes del circuito, ¿la tensión de colector aumenta, disminuye o se mantiene constante?

a. R_1
b. R_2
c. R_E
d. R_C
e. V_{CC}
f. β_{dc}

SEC. 8.6 DETECCIÓN DE AVERÍAS

8.18 ¿Cuál es el valor aproximado de la tensión de colector en la Figura 8.23 para cada uno de los siguientes fallos?

a. R_1 en abierto
b. R_2 en abierto
c. R_E en abierto
d. R_C en abierto
e. Colector-emisor en abierto

8.19 ¿Cuál es el valor aproximado de la tensión de colector en la Figura 8.25 para cada uno de los siguientes fallos?

a. R_1 en abierto
b. R_2 en abierto
c. R_E en abierto
d. R_C en abierto
e. Colector-emisor en abierto

SEC. 8.7 TRANSISTORES PNP

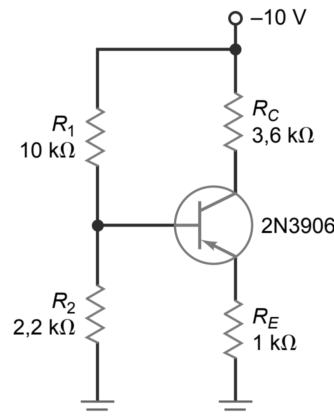
8.20 ¿Cuál es la tensión de colector en la Figura 8.25?

8.21 ¿Cuál es la tensión colector-emisor en la Figura 8.25?

8.22 ¿Cuál es la corriente de saturación de colector en la Figura 8.25? ¿Y la tensión de corte colector-emisor?

8.23 ¿Cuál es la tensión de emisor en la Figura 8.26? ¿Y la tensión de colector?

Figura 8.26



Pensamiento crítico

8.24 Se construye el circuito de la Figura 8.23, pero el divisor de tensión se ha modificado del siguiente modo: $R_1 = 150$ kΩ y $R_2 = 33$ kΩ. El diseñador no puede entender por qué la tensión de base es sólo de 0,8 V en lugar de 2,16 V (la salida ideal del divisor de tensión). Puede explicar qué está ocurriendo.

Figura 8.27

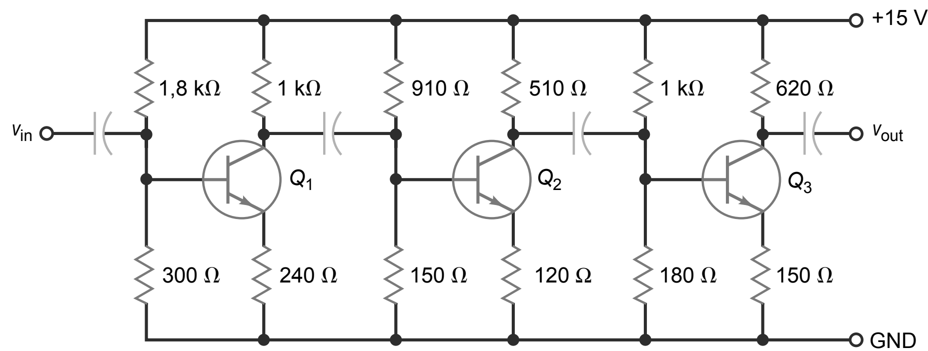
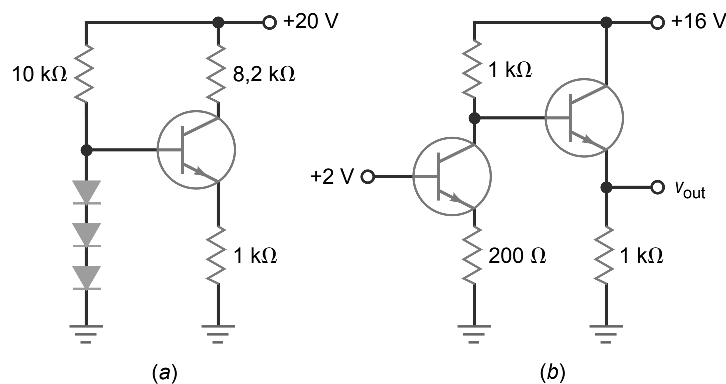


Figura 8.28



8.25 Se construye el circuito de la Figura 8.23 con un 2N3904. ¿Qué puede comentar sobre ello?

8.26 Un estudiante desea medir la tensión colector-emisor en la Figura 8.23, y para ello conecta un voltímetro entre el colector y el emisor. ¿Cuál será la lectura?

8.27 Variando cualquier valor del circuito de la Figura 8.23, enumere todas las formas que se le ocurran para destruir el transistor.

8.28 La fuente de alimentación de la Figura 8.23 suministra la corriente al circuito de transistor. Enumere todas las formas que se le ocurran de hallar esta corriente.

8.29 Calcule la tensión de colector de cada uno de los transistores de la Figura 8.27. (*Consejo:* considere los condensadores como circuitos abiertos para la corriente directa).

8.30 El circuito de la Figura 8.28*a* utiliza diodos de silicio. ¿Cuál es la corriente de emisor? ¿Y la tensión de colector?

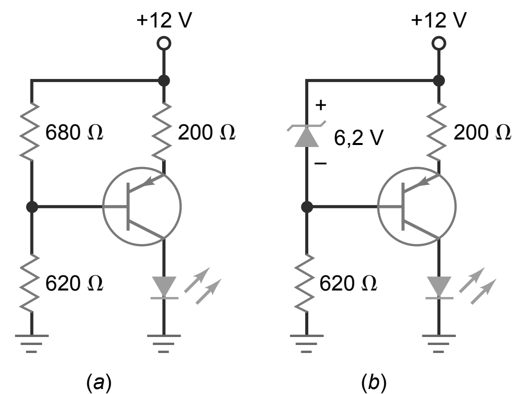
8.31 ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 8.28*b*?

8.32 ¿Qué corriente circula por el LED de la Figura 8.29*a*?

8.33 ¿Cuál es la corriente del LED en la Figura 8.29*b*?

8.34 Deseamos que el divisor de tensión de la Figura 8.22 sea constante. Cambie los valores de R_1 y R_2 según sea necesario sin cambiar el punto Q.

Figura 8.29



Detección de averías

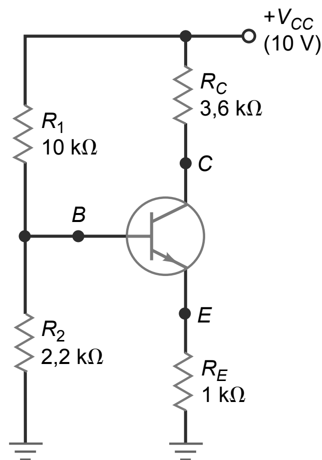
Utilice la Figura 8.30 para los restantes problemas.

8.35 Localice la avería 1.

8.36 Localice la avería 2.

8.37 Localice las averías 3 y 4.

Figura 8.30



MEDIDAS

Avería	V_B (V)	V_E (V)	V_C (V)	R_2 (Ω)
OK	1,8	1,1	6	OK
*T*1	10	9,3	9,4	OK
*T*2	0.7	0	0,1	OK
*T*3	1,8	1,1	10	OK
*T*4	2,1	2,1	2,1	OK
*T*5	0	0	10	OK
*T*6	3,4	2,7	2,8	
*T*7	1,83	1,212	10	OK
*T*8	0	0	10	0
*T*9	1,1	0,4	0,5	OK
*T*10	1,1	0,4	10	OK
*T*11	0	0	0	OK
*T*12	1,83	0	10	OK

8.38 Localice las averías 5 y 6.

8.39 Localice las averías 7 y 8.

8.40 Localice las averías 9 y 10.

8.41 Localice las averías 11 y 12.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un circuito de polarización mediante divisor de tensión. A continuación, enuméreme todos los pasos para calcular la tensión colector-emisor. ¿Por qué este circuito tiene un punto *Q* muy estable?
2. Dibuje un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones y dígame cómo funciona. ¿Qué ocurre con la corriente de colector cuando se reemplaza el transistor o la temperatura varía?
3. Describa algunos otros tipos de polarización. ¿Qué puede decirme sobre sus puntos *Q*?
4. ¿Cuáles son los dos tipos de polarización con realimentación y por qué se desarrollaron?
5. ¿Cuál es el tipo principal de polarización utilizado con los circuitos de transistores bipolares discretos?
6. ¿Deberían los transistores utilizados como circuitos de conmutación polarizarse en la región activa? Si la respuesta es no, ¿qué dos puntos asociados con la recta de carga son importantes en los circuitos de conmutación?
7. En un circuito de polarización mediante divisor de tensión, la corriente de base no es pequeña comparada con la corriente que circula por el divisor de tensión. ¿Cuál es el defecto de este circuito? ¿Qué se debería cambiar para corregirlo?
8. ¿Cuál es la configuración de polarización de transistores más comúnmente utilizada? ¿Por qué?
9. Dibuje un circuito de polarización mediante divisor de tensión utilizando un transistor *npn*. Indique la dirección de las corrientes del divisor, de base, de emisor y de colector.
10. ¿Cuál es el fallo en un circuito de polarización mediante divisor de tensión en el que R_1 y R_2 son 100 veces más grandes que R_E?

Respuestas al autotest

1. d

2. a

3. a

4. d

5. b

6. b

7. b

8. a

9. c

10. a
11. b
12. a
13. c
14. c
15. c
16. a
17. b
18. a
19. d
20. a
21. c
22. a
23. d
24. b
25. b
26. c
27. b
28. c
29. a
30. d

Respuestas a los problemas prácticos

8.1 $V_B = 2,7$ V;
$V_E = 2$ mA;
$V_C = 7,78$ V;
$V_{CE} = 5,78$ V

8.2 $V_{CE} = 5.85$ V;
Muy próximo al valor estimado

8.4 $R_E = 1$ kΩ;
$R_C = 4$ kΩ;
$R_2 = 700\ \Omega$ (680);
$R_1 = 3,4$ kΩ (3,3k)

8.5 $V_{CE} = 6,96$ V

8.6 $V_{CE} = 7,05$ V

8.7 Para 8.19*a*:
$V_B = 2,16$ V;
$V_E = -1,46$ V;
$V_C = -6,73$ V;
$V_{CE} = -5,27$ V

Para 8.19*b*:
$V_B = 9,84$ V;
$V_E = 10,54$ V;
$V_C = 5,27$ V;
$V_{CE} = -5,27$ V

Capítulo 9

Modelos de alterna

Una vez que un transistor está polarizado en un punto Q próximo al punto central de la recta de carga, podemos acoplar una pequeña tensión de alterna a la base, lo que producirá una tensión alterna de colector. La tensión alterna de colector será similar a la tensión alterna de base, excepto en que es mucho más grande. En otras palabras, la tensión alterna de colector es una versión *amplificada* de la tensión alterna de base.

La invención de los dispositivos amplificadores, primero las válvulas y después los transistores, fue fundamental para la evolución de la electrónica. Sin los mecanismos de amplificación, no tendríamos ni radio, ni televisión, ni tampoco computadoras.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Dibujar un amplificador a transistores y explicar cómo funciona.
- Describir lo que hacen los condensadores de acoplo y desacoplo.
- Proporcionar ejemplos de cortocircuitos y conexiones a tierra en alterna.
- Utilizar el teorema de superposición para dibujar los circuitos equivalentes de continua y de alterna.
- Definir el funcionamiento de pequeña señal y decir por qué es interesante.
- Dibujar un amplificador que utilice la polarización mediante divisor de tensión y dibujar a continuación su circuito equivalente de alterna.

Vocabulario

amplificador en base común
amplificador en colector común
amplificador en emisor común
amplificadores de pequeña señal
circuito equivalente de alterna
circuito equivalente de continua
condensador de acoplo
condensador de desacoplo
cortocircuito de alterna
distorsión
ganancia de corriente en alterna
ganancia de tensión
modelo de Ebers-Moll
modelo en π
modelo en T
resistencia de emisor en alterna
teorema de superposición
tierra de alterna

9.1 Amplificador con polarización de base

En esta sección vamos a estudiar el amplificador con polarización de base. Aunque un amplificador con polarización de base no es útil para la fabricación en serie, tiene valor didáctico porque se puede utilizar para construir amplificadores más complejos.

Condensador de acoplo

La Figura 9.1*a* muestra una fuente de tensión alterna conectada a un condensador y a una resistencia. Dado que la impedancia del condensador es inversamente proporcional a la frecuencia, el condensador bloquea de forma efectiva la tensión continua y transmite la tensión alterna. Cuando la frecuencia es lo suficiente alta, la reactancia capacitiva es mucho menor que la resistencia. En este caso, casi toda la tensión de la fuente de alterna aparece en la resistencia. Cuando el condensador se emplea de esta manera, se dice que es un **condensador de acoplo**, porque acopla o transmite la señal de alterna a la resistencia. Los condensadores de acoplo son importantes porque nos permiten acoplar una señal de alterna a un amplificador sin distorsionar su punto *Q*.

Para que un condensador de acoplo funcione apropiadamente, su reactancia tiene que ser mucho menor que la resistencia para la *frecuencia más baja de la fuente de alterna.* Por ejemplo, si la frecuencia de la fuente de alterna varía entre 20 Hz y 20 kHz, el caso peor se produce para 20 Hz. Un diseñador de circuitos seleccionará un condensador cuya reactancia a 20 Hz sea mucho menor que la resistencia.

¿Qué es exactamente mucho menor? Como definición:

Acoplamiento bueno: $X_C < 0{,}1R$ **(9.1)**

Dicho con palabras: la reactancia tiene que ser al menos 10 veces menor que la resistencia para la frecuencia más baja de operación.

Cuando la regla 10 : 1 se satisface, el circuito de la Figura 9.1 *a* se puede reemplazar por el circuito equivalente mostrado en la Figura 9.1*b*. ¿Por qué? El módulo de la impedancia en la Figura 9.1*a* viene dada por:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Si sustituimos para el caso peor, tenemos:

$$Z = \sqrt{R^2 + (0{,}1R)^2} = \sqrt{R^2 + 0{,}01R^2} = \sqrt{1{,}01R^2} = 1{,}005R$$

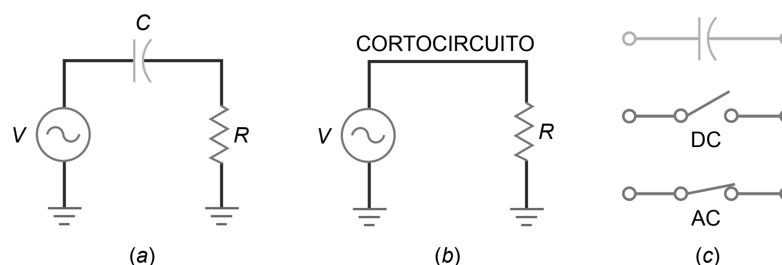
Puesto que la impedancia difiere menos del 0,5 por ciento de *R* para la frecuencia más baja, la corriente en el circuito de la Figura 9.1*a* sólo diferirá menos del 0,5 por ciento de la corriente en el circuito de la Figura 9.1*b*. Dado que cualquier circuito bien diseñado satisface la regla 10 : 1, podemos aproximar todos los condensadores de acoplo considerándolos como un **cortocircuito en alterna** (Figura 9.1*b*).

Un último comentario sobre los condensadores de acoplo: dado que la tensión continua tiene una frecuencia de cero, la reactancia de un condensador de acoplo es infinta para la frecuencia cero. Por tanto, utilizaremos las dos aproximaciones siguientes para un condensador:

1. Para el análisis en continua, el condensador se comporta como un circuito abierto.
2. Para el análisis en alterna, el condensador se comporta como un cortocircuito.

La Figura 9.1*c* resume estas dos importantes ideas. A menos que se diga lo contrario, todos los circuitos que analicemos a partir de ahora cumplirán la regla 10: 1, por lo que podremos visualizar un condensador de acoplo como se muestra en la Figura 9.1*c*.

Figura 9.1 (*a*) Condensador de acoplo. (*b*) En alterna, el condensador se comporta como un cortocircuito. (*c*) Circuito abierto en continua y cortocircuito en alterna.



Ejemplo 9.1

Utilizando la Figura 9.1*a*, si $R = 2$ kΩ y el rango de frecuencias va desde 20 Hz a 20 kHz, hallar el valor de C necesario para que se comporte como un buen condensador de acoplo.

SOLUCIÓN Aplicando la regla 10 :1, X_C debe ser diez veces menor que R para la frecuencia más baja. Por tanto,

$$X_C < 0{,}1\ R \text{ a } 20 \text{ Hz}$$

$$X_C < 200\ \Omega \text{ a } 20 \text{ Hz}$$

Dado que $X_C = \dfrac{1}{2\pi f C}$

reordenando, $C = \dfrac{1}{2\pi f X_C} = \dfrac{1}{(2\pi)(20 \text{ Hz})(200\ \Omega)}$

$$C = 39{,}8\ \mu\text{F}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 9.1 En el Ejemplo 9.1, hallar el valor de C cuando la frecuencia más baja es igual a 1 kHz y R es 1,6 kΩ.

Circuito de continua

La Figura 9.2*a* muestra un circuito con polarización de base. La tensión continua de base es 0,7V. Puesto que 30 V es mucho mayor que 0,7 V, la corriente de base es aproximadamente igual a 30 V dividido entre 1 MΩ, luego:

$$I_B = 30\ \mu\text{A}$$

Con una ganancia de corriente de 100, la corriente de colector es:

$$I_C = 3 \text{ mA}$$

y la tensión de colector es:

$$V_C = 30 \text{ V} - (3 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) = 15 \text{ V}$$

Por tanto, el punto Q se localiza en 3 mA y 15 V.

Circuito de amplificación

La Figura 9.2*b* muestra cómo añadir componentes para construir un amplificador . En primer lugar, se utiliza un condensador de acoplo entre la fuente de alterna y la base. Puesto que el condensador de acoplo se comporta como un circuito abierto para la corriente continua, hay la misma corriente continua de base con y sin condensador, y la fuente de alterna. De forma similar, se utiliza un condensador de acoplo entre el colector y la resistencia de carga de 100 kΩ. Dado que este condensador es un abierto para la corriente continua, la tensión continua de colector es la misma con y sin condensador, y resistencia de carga. La idea básica es que los condensadores de acoplo evitan que la fuente de alterna y la resistencia de carga varíen el punto Q.

En la Figura 9.2*b*, la tensión alterna de la fuente es de 100μV. Dado que el condensador de acoplo se comporta como un cortocircuito en alterna, toda la tensión alterna de fuente aparece entre la base y tierra. Esta tensión alterna genera una corriente alterna de base que se suma a la corriente continua de base existente. En otras palabras, la corriente de base total tendrá una componente de continua y una componente de alterna.

La Figura 9.3*a* ilustra esta idea. Una componente de alterna se superpone sobre la componente de continua. En el semiciclo positivo, la corriente alterna de base se suma a los 30 μA de la corriente continua de base, y en el semiciclo negativo se resta de la misma.

La corriente alterna de base produce una variación amplificada en la corriente de colector debido a la ganancia de corriente. En la Figura 9.3*b*, la corriente de colector tiene una componente continua de 3 mA, y superpuesta a ésta está la corriente alterna de colector. Dado que esta corriente de colector amplficada fluye a través de la resis-

Figura 9.2 (*a*) Polarización de base. (*b*) Amplificador con polarización de base.

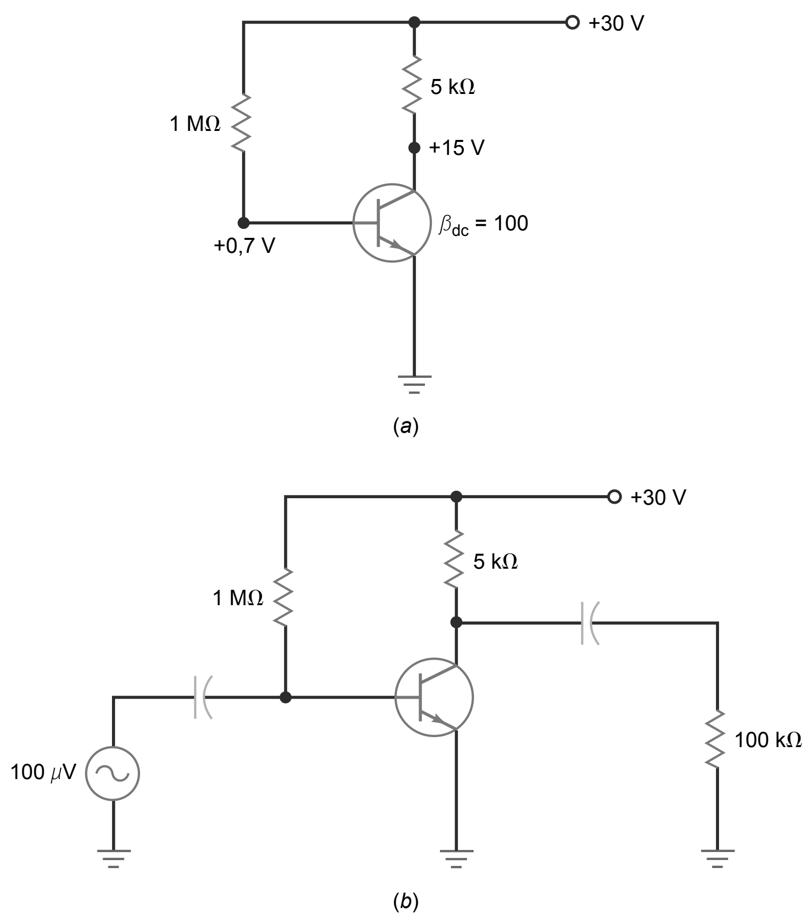
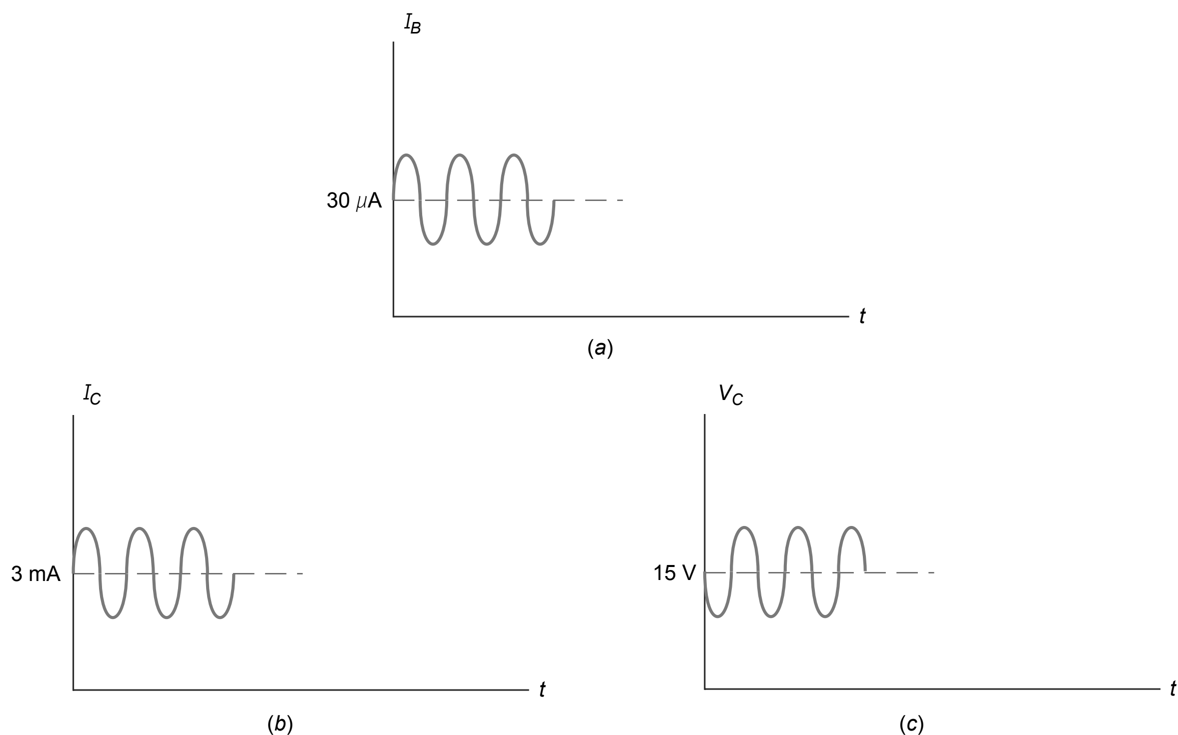


Figura 9.3 Componentes continua y alterna. (*a*) Corriente de base. (*b*) Corriente de colector. (*c*) Tensión de colector.



tencia de colector, se produce una tensión variable en la resistencia de colector. Cuando esta tensión se resta de la tensión de alimentación se obtiene la tensión de colector mostrada en la Figura 9.3*c*.

De nuevo, se superpone una componente de alterna a una componente de continua. La tensión de colector es una onda sinusoidal que oscila por encima y por debajo del nivel de continua de +15 V. La tensión alterna de colector está *invertida,* desfasada 180° respecto a la tensión de entrada. ¿Por qué? En el semiciclo positivo de la corriente alterna de base, la corriente de colector aumenta, produciendo una caída de tensión mayor en la resistencia de colector. Esto significa que hay menos tensión entre el colector y tierra. De forma similar , en el semiciclo negativo, la corriente de colector decrece. Como la tensión en la resistencia de colector es menor , la tensión de colector aumenta.

Formas de onda de tensión

La Figura 9.4 muestra las formas de onda de un amplificador con polarización de base. La fuente de tensión alterna proporciona una tensión sinusoidal pequeña, que está acoplada a la base, donde se superpone sobre la componente continua de +0,7 V. La variación de la tensión de la base produce variaciones sinusoidales en la corriente de base, la corriente de colector y la tensión de colector . La tensión total de colector es una onda sinuosidal invertida superpuesta sobre una tensión continua de colector de +15 V.

Observe el comportamiento del condensador de acoplo de salida. Puesto que se comporta como un circuito abierto para la corriente continua, bloquea la componente continua de la tensión de colector, y como un cortocircuito para la corriente alterna, acopla la tensión alterna de colector a la resistencia de carga. Por esto, la tensión de carga es una señal de alterna pura con un valor medio de cero.

Ganancia de tensión

La **ganancia de tensión** de un amplificador se define como la tensión alterna de salida dividida entre la tensión alterna de entrada. Como definición:

$$\boldsymbol{A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}} \qquad \textbf{(9.2)}$$

Por ejemplo, si medimos una tensión alterna en la carga de 50 mV para una tensión alterna de entrada de 100 μV, la ganancia de tensión es:

$$A_V = \frac{50\text{ mV}}{100\ \mu\text{V}} = 500$$

Esto quiere decir que la tensión alterna de salida es 500 veces más grande que la tensión alterna de entrada.

Cálculo de la tensión de salida

Podemos multiplicar ambos lados de la Ecuación (9.2) por v_{in} para obtener la siguiente derivación:

$$\boldsymbol{v_{out} = A_V v_{in}} \qquad \textbf{(9.3)}$$

Esta relación resulta útil cuando se desea calcular el valor de v_{out}, conocidos los valores de A_V y v_{in}.

Figura 9.4 Formas de onda en el amplificador con polarización de base.

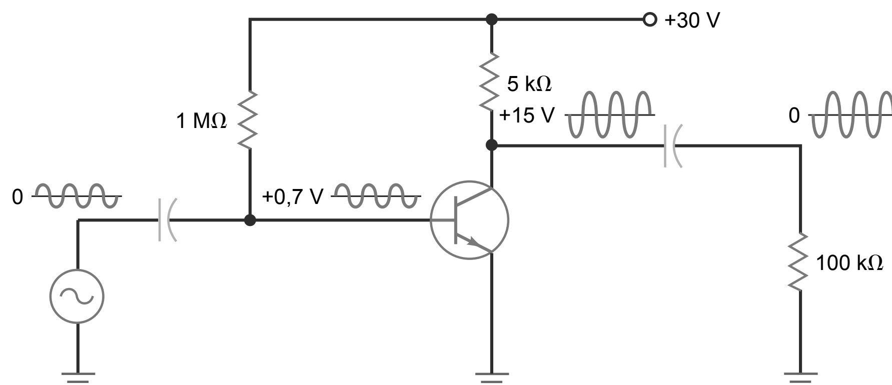
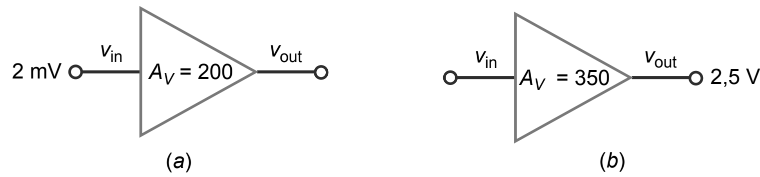


Figura 9.5 (*a*) Cálculo de la tensión de salida. (*b*) Cálculo de la tensión de entrada.



Por ejemplo, el símbolo triangular mostrado en la Figura 9.5 *a* se utiliza para indicar un amplificador en cualquier diseño. Dado que tenemos una tensión de entrada de 2 mV y una ganancia de tensión de 200, podemos calcular la tensión de salida como sigue:

$$v_{out} = (200)(2 \text{ mV}) = 400 \text{ mV}$$

Cálculo de la tensión de entrada

Podemos dividir ambos lados de la Ecuación (9.3) entre A_V para obtener la siguiente derivación:

$$\mathbf{v_{in} = \frac{v_{out}}{A_V}} \qquad \mathbf{(9.4)}$$

Esta relación resulta útil cuando se desea calcular el valor de v_{in}, conocidos los valores de v_{out} y A_V. Por ejemplo, la tensión de salida es de 2,5 V en la Figura 9.5*b*. Con una ganancia de tensión de 350, la tensión de entrada es:

$$v_{in} = \frac{2{,}5 \text{ V}}{350} = 7{,}14 \text{ mV}$$

9.2 Amplificador con polarización de emisor

El amplificador con polarización de base tiene un punto *Q* inestable. Por esta razón, no se utiliza mucho como amplificador, y en su lugar se prefiere el amplificador con polarización de emisor con su punto *Q* estable.

Condensador de desacoplo

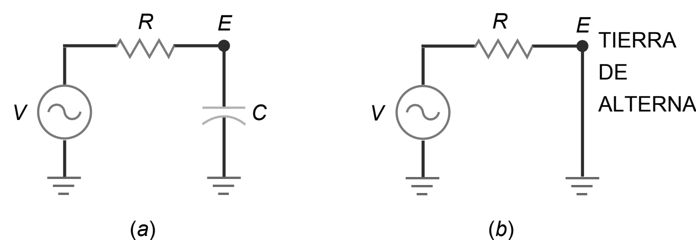
Un **condensador de desacoplo** es similar a un condensador de acoplo porque se comporta como un circuito abierto para la corriente conitnua y como un cortocircuito para la corriente alterna. Sin embargo, no se emplea para acoplar una señal entre dos puntos, sino que se utiliza para crear una **tierra de alterna**.

La Figura 9.6*a* muestra una fuente de tensión alterna conectada a una resistencia y a un condensador. La resistencia *R* representa la resistencia de Thevenin vista por el condensador. Cuando la frecuencia es lo suficientemente alta, la reactancia capacitiva es mucho menor que la resistencia. En este caso, casi toda la tensión alterna de la fuente aparece en la resistencia. Dicho de otra manera, el punto *E* queda cortocircuitado a tierra de forma efectiva.

Cuando se utiliza de esta manera, se dice que el condensador es un *condensador de desacoplo* porque desacopla o cortocircuita el punto *E* a tierra. Un condensador de desacoplo es importante porque nos permite crear un punto de tierra para alterna en un amplificador sin distorsionar su punto *Q*.

Para que un condensador de desacoplo funcione apropiadamente, su reactancia debe ser mucho menor que la resistencia a la *frecuencia más baja de la fuente de alterna.* La definición para conseguir un buen desacoplo es idéntica que para conseguir un buen acoplamiento:

Figura 9.6 (*a*) Condensador de desacoplo. (*b*) El punto *E* está conectado a la tierra de alterna.



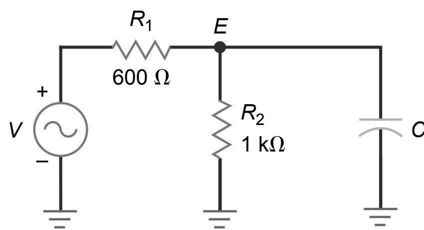
Desacoplo bueno: $X_C < 0{,}1R$ **(9.5)**

Cuando se satisface esta regla, el circuito de la Figura 9.6 *a* se puede reemplazar por el circuito equivalente de la Figura 9.6*b*.

Ejemplo 9.2

En el circuito de la Figura 9.7, la frecuencia de entrada de V es 1 kHz. ¿Cuál es el valor de C necesario para cortocircuitar de forma efectiva el punto E a tierra?

Figura 9.7



SOLUCIÓN En primer lugar, hallamos la resistencia de Thevenin vista desde el condensador C.

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2$$

$$R_{TH} = 600\ \Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega = 375\ \Omega$$

A continuación, X_C debe ser diez veces menor que R_{TH}. Por tanto, $X_C < 37{,}5\ \Omega$ a 1 kHz. Ahora despejamos para obtener C como sigue:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{(2\pi)(1\ \text{kHz})(37{,}5\ \Omega)}$$

$$C = 4{,}2\ \mu\text{F}$$

PROBLEMA PRÁCTICA 9.2 En la Figura 9.7, hallar el valor de C necesario si R es 50 Ω.

Amplificador con polarización mediante divisor de tensión

La Figura 9.8 muestra un amplificador con polarización mediante divisor de tensión. Para calcular las corrientes y la tensiones continuas, imaginamos que todos los condensadores son circuitos abiertos. Entonces, el circuito de transistor se simplifica al circuito de polarización mediante divisor de tensión analizado en el Capítulo 8. Los valores de continua para este circuito son:

$$V_B = 1{,}8\ \text{V}$$

$$V_E = 1{,}1\ \text{V}$$

$$V_C = 6{,}04\ \text{V}$$

$$I_C = 1{,}1\ \text{mA}$$

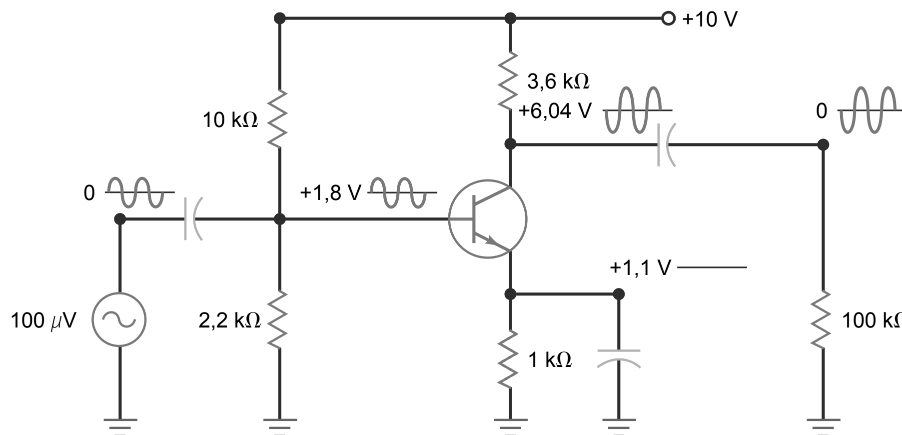
Como antes, hemos utilizado un condensador de acoplo entre la fuente y la base, y otro condensador de acoplo entre el colector y la resistencia de carga. También necesitamos utilizar un condensador de desacoplo entre el emisor y tierra. Sin este condensador, la corriente alterna de base sería demasiado pequeña. Pero con el condensador de desacoplo, obtenemos una ganancia de tensión mucho mayor. Los detalles matemáticos de por qué esto es así se explican en el siguiente capítulo.

En el circuito de la Figura 9.8, la tensión alterna de la fuente es 100 μV, la cual se acopla a la base. Gracias al condensador de desacoplo, todas la tensión alterna aparece en el diodo base-emisorLa corriente alterna de base da lugar entonces a una tensión alterna amplificada de colector, como se ha descrito anteriormente.

Formas de onda de la polarización mediante divisor de tensión

Observe las formas de onda de tensión en el circuito de la Figura 9.8. La tensión alterna de la fuente es una tensión sinusoidal pequeña con un valor medio de cero. La tensión de base es una tensión alterna superpuesta a una tensión continua de +1,8 V. La tensión de colector es una tensión alterna invertida y amplificada superpuesta a la tensión continua de colector de +6,04 V. La tensión en la carga es igual a la tensión de colector, excepto en que tiene un valor medio de cero.

Figura 9.8 Formas de onda en el amplificador con polarización mediante divisor de tensión.



Observe también la tensión en el emisor . Es una tensión continua pura de +1.1 V. No hay tensión alterna de emisor porque el emisor está conectado a la tierra de alterna, una consecuencia directa de utilizar un condensador de desacoplo. Es importante recordar esto porque resulta muy útil a la hora de localizar averías. Si el condensador de desacoplo estuviera en abierto, habría tensión alterna entre el emisor y tierra. Este síntoma apuntará de forma inmediata al condensador de desacoplo abierto como la única avería.

INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 9.8, la tensión de emisor está fija en 1,1 V gracias al condensador de desacoplo de emisor. Por tanto, cualquier variación en la tensión de base aparece directamente en la unión BE del transistor. Por ejemplo, suponga que v_{in} = 10 mV pp. En el pico positivo de v_{in}, la tensión alterna de base es igual a 1,805 V y V_{BE} es igual a 1,805 V − 1,1 V = 0,705 V. En el pico negativo de v_{in}, la tensión alterna de base disminuye a 1,795 V, y V_{BE} es igual a 1,795 V − 1,1 V = 0,695 V. Las variaciones en alterna de V_{BE} (de 0,705 a 0,695 V) son las que producen las variaciones en alterna de I_C y V_{CE}.

Componentes discretos y circuitos integrados

El amplificador con polarización mediante divisor de tensión de la Figura 9.8 es la forma estándar de construir un amplificador de transistores discretos. *Discreto* quiere decir que todos los componentes como resistencias, condensadores y transistores se insertan y conectan por separado para formar el circuito final. Un *circuito discreto* se diferencia de un *circuito integrado (CI),* en que todos los componentes se crean y conectan simultáneamente en un *chip,* un fragmento de material semiconductor. En los siguientes capítulos estudiaremos el *amplificador operacional,* un amplificador integrado que produce ganancias de tensión mayores que 100.000.

Circuito con polarización de emisor con dos alimentaciones

La Figura 9.9 muestra un amplificador con polarización de emisor con dos alimentaciones. En el Capítulo 8, hemos analizado la parte de continua de este circuito y hemos obtenido los siguientes valores para las tensiones continuas:

$$V_B \approx 0 \text{ V}$$

$$V_E = -0{,}7 \text{ V}$$

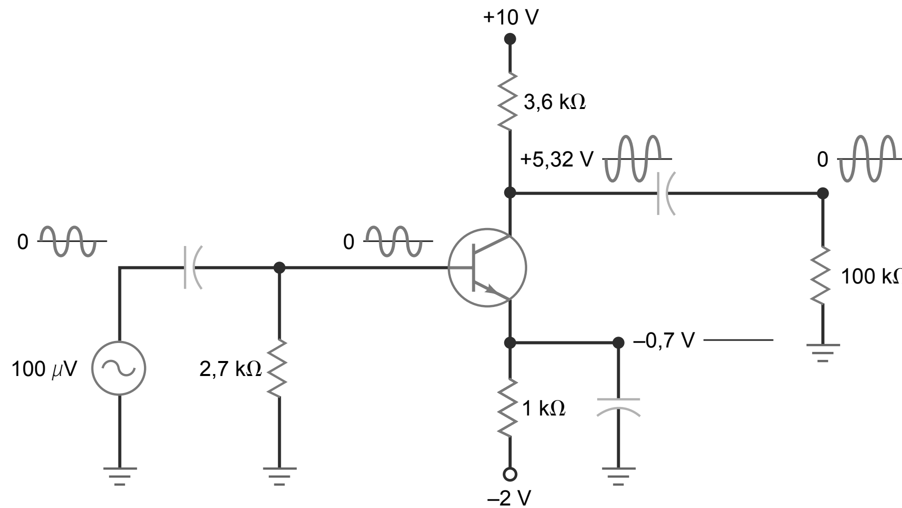
$$V_C = 5{,}32 \text{ V}$$

$$I_C = 1{,}3 \text{ mA}$$

La Figura 9.9 muestra dos condensadores de acoplo y un condensador de desacoplo de emisor . El funcionamiento en alterna del circuito es similar al de un amplificador con polarización mediante divisor de tensión: se acopla una señal a la base, la señal se amplifica para obtener la tensión de colector , y la señal amplificada se acopla entonces a la carga.

Fíjese en las formas de onda. La tensión alterna de la fuente es una tensión sinusoidal pequeña. La tensión de base tiene una componente de alterna pequeña superpuesta sobre una componente de continua de aproximadamente 0 V. La tensión total de colector es una onda sinusoidal invertida superpuesta sobre la tensión continua de colector de +5,32 V. La tensión en la carga es la misma señal amplificada sin componente continua.

Figura 9.9 Formas de onda del amplificador con polarización de emisor con dos alimentaciones.



Observe de nuevo que tenemos una tensión continua pura en el emisor como consecuencia directa del uso de un condensador de desacoplo. Si este condensador estuviera en circuito abierto, aparecería una tensión alterna en el emisor, lo que reduciría notablemente la ganancia de tensión. Por tanto, cuando tenga que buscar averías en un amplificador con condensadores de desacoplo, recuerde que en todos los puntos de tierra para alterna la tensión alterna tiene que ser igual a cero.

9.3 Funcionamiento para pequeña señal

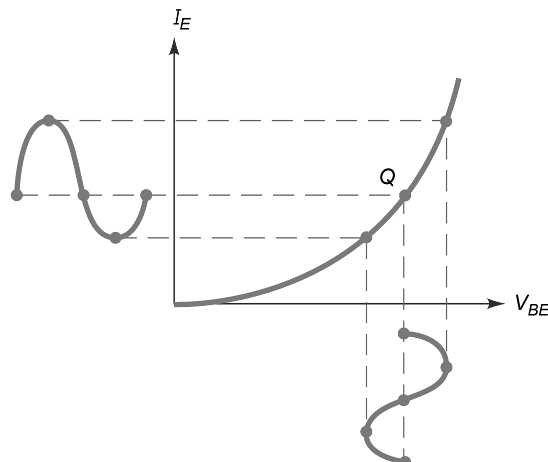
La Figura 9.10 muestra la gráfica de la corriente en función de la tensión para el diodo base-emisor. Cuando se acopla una tensión alterna a la base de un transistor, aparece una tensión alterna en el diodo base-emisor. Esto produce la variación sinusoidal en V_{BE} mostrada en la Figura 9.10.

Punto instantáneo de trabajo

Cuando la tensión alcanza su pico positivo, el punto instantáneo de trabajo se desplaza desde *Q* hasta el punto superior indicado en la Figura 9.10. Por el contrario, cuando la onda sinusoidal decrece hasta su pico negativo, el punto instantáneo de trabajo se desplaza desde *Q* hasta el punto inferior.

La tensión total base-emisor de la Figura 9.10 es una tensión alterna centrada en una tensión continua. La amplitud de la tensión alterna determina cómo se aleja el punto instantáneo de trabajo del punto *Q*. Amplitudes grandes de la tensión alterna de base producen grandes variaciones, mientras que amplitudes pequeñas producen variaciones pequeñas.

Figura 9.10 Distorsión cuando la señal es demasiado grande.



Distorsión

La tensión alterna en la base produce la corriente alterna de emisor mostrada en la Figura 9.10. Se trata de una corriente alterna de emisor que tiene la misma frecuencia que la tensión alterna de base. Por ejemplo, si el generador de alterna que excita a la base tiene una frecuencia de 1 kHz, la corriente alterna de emisor tendrá una frecuencia de 1 kHz. La corriente alterna de emisor también tiene aproximadamente la misma forma que la tensión alterna de base. Si la tensión alterna de base es sinusoidal, la corriente alterna de emisor será aproximadamente sinusoidal.

La corriente alterna de emisor no es una réplica perfecta de la tensión alterna de base debido a la curvatura de la gráfica. Puesto que la gráfica se curva hacia arriba, el semiciclo positivo de la corriente alterna de emisor se alarga y el semiciclo negativo se comprime. Este alar gamiento y esta compresión que se producen en semiciclos alternos se denomina **distorsión**. Este efecto no es deseable en los amplificadores de alta fidelidad, porque modifican el sonido de la voz o de la música.

Cómo reducir la distorsión

Una forma de reducir la distorsión mostrada en la Figura 9.10 es manteniendo una tensión alterna de base pequeña. Cuando se reduce el valor de pico de la tensión de base, se reduce el movimiento del punto instántaneo de trabajo. Cuanto menor es esta oscilación o variación, menor es la curvatura de la gráfica. Si la señal es lo suficientemente pequeña, la gráfica parece lineal.

¿Por qué es esto importante? Porque para una señal pequeña, la distorsión es despreciable. Cuando la señal es pequeña, las variaciones de la corriente alterna de emisor son casi directamente proporcionales a las variaciones de la tensión alterna de base, ya que la gráfica es prácticamente una línea. En otras palabras, si la tensión alterna de base es una onda sinusoidal lo suficientemente pequeña, la corriente alterna de emisor será también un onda sinusoidal pequeña sin apenas alargamientos o compresiones en sus semiciclos.

La regla del 10 por ciento

La corriente total de emisor mostrada en la Figura 9.10 consta de una componente continua y de una componente de alterna, lo que se puede expresar como sigue:

$$I_E = I_{EQ} + i_e$$

donde I_E = corriente total de emisor
I_{EQ} = corriente continua de emisor
i_e = corriente alterna de emisor

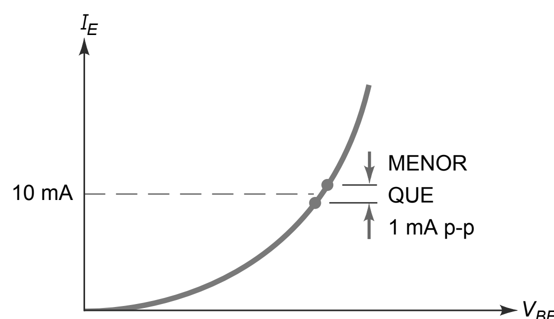
Para minimizar la distorsión, el valor de pico a pico de i_e tiene que ser menor que I_{EQ}. Nuestra definición para trabajar en pequeña señal es:

$$\textbf{Pequeña señal: } i_{e(pp)} < 0{,}1 I_{EQ} \qquad (9.6)$$

Esto dice que la señal alterna es pequeña cuando la corriente alterna de emisor de pico a pico es menor que el 10 por ciento de la corriente continua de emisor . Por ejemplo, si la corriente continua de emisor es igual a 10 mA, como se muestra en la Figura 9.11, la corriente de emisor de pico a pico debe ser menor que 1 mApara trabajar en el rango de pequeña señal.

A partir de ahora, nos referiremos a los amplificadores que satisfacen la regla del 10 por ciento como **amplificadores de pequeña señal**. Este tipo de amplificador se utiliza en las primeras etapas de los receptores de radio y

Figura 9.11 Funcionamiento de pequeña señal.



Ejemplo 9.3

Utilizando la Figura 9.9, hallar la corriente máxima de emisor para pequeña señal.

SOLUCIÓN: Primero hallamos la corriente de emisor del punto Q, I_{EQ}.

$$I_{EQ} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \qquad I_{EQ} = \frac{2\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} \qquad I_{EQ} = 1{,}3\text{ mA}$$

A continuación obtenemos la corriente de emisor para pequeña señal $i_{e(pp)}$

$$i_{e(pp)} < 0.1\ I_{EQ}$$

$$i_{e(pp)} = (0{,}1)(1{,}3\text{ mA})$$

$$i_{e(pp)} = 130\ \mu\text{A}_{\text{pp}}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 9.3 En el circuito de la Figura 9.9, cambie el valor de R_E a 1,5 kΩ y calcule la corriente máxima de emisor para pequeña señal.

de televisión, porque la señal que viene de la antena es muy débil. Cuando se acopla a un amplificador a transistores, una señal débil produce variaciones pequeñas en la corriente de emisor, mucho menores que las requeridas por la regla del 10 por ciento.

9.4 Beta de alterna

Hasta este momento, al hablar de la ganancia de corriente nos hemos estado refiriendo a la *ganancia de corriente en continua,* que se ha definido como sigue:

$$\boldsymbol{\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}} \tag{9.7}$$

Las corrientes de esta fórmula son las corrientes en el punto Q de la Figura 9.12. Debido a la curvatura de la gráfica de I_C en función de I_B, la ganancia de corriente en continua depende de la posición del punto Q.

Definición

La **ganancia de corriente en alterna** es diferente, y se define como sigue:

$$\boldsymbol{\beta = \frac{i_c}{i_b}} \tag{9.8}$$

Dicho con palabras, la ganancia de corriente en alterna es igual a la corriente alterna de colector dividida entre la corriente alterna de base. En la Figura 9.12, la señal de alterna utiliza sólo una parte pequeña de la gráfica a ambos lados del punto Q. A causa de esto, el valor de la ganancia de corriente en alterna es diferente de la ganancia de corriente en continua, que emplea prácticamente la gráfica completa.

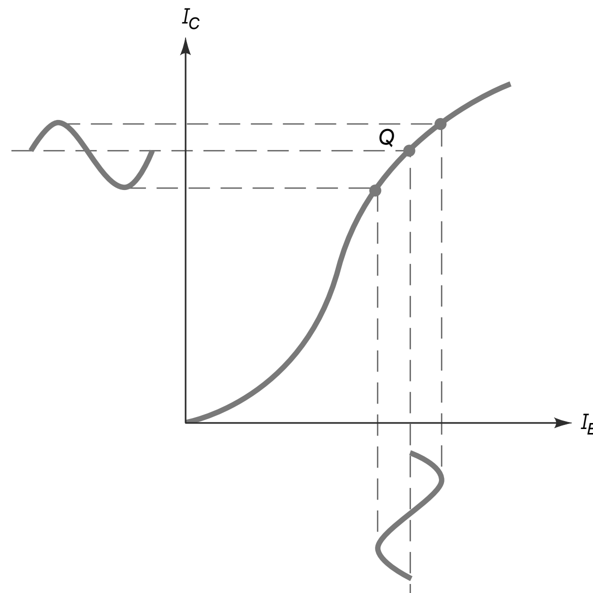
Gráficamente, β es igual a la pendiente de la curva en el punto Q de la Figura 9.12. Si hubiéramos polarizado el transistor en un punto Q diferente, la pendiente de la curva sería distinta, lo que significa que β variaría. En otras palabras, el valor de β depende de la cantidad de corriente continua de colector.

En las hojas de características, β_{dc} se especifica como h_{FE} y β como h_{fe}. Observe que se emplean subíndices en mayúsculas en el símbolo de la ganancia de corriente en continua. Las dos ganancias de corriente son comparables en valor, no diferenciándose en una gran cantidad. Por esta razón, si tenemos el valor de uno, podemos utilizar el mismo valor para los restantes análisis preliminares.

Notación

Para diferenciar las magnitudes de continua de las magnitudes de alterna, lo habitual es utilizar letras y subíndices en mayúsculas para los parámetros de continua. Por ejemplo, hemos estado utilizando:

Figura 9.12 La ganancia de corriente en alterna es igual a la relación de las variaciones.



I_E, I_C e I_B para las corrientes continuas
V_E, V_C y V_B para las tensiones continuas
V_{BE}, V_{CE} y V_{CB} para las tensiones continuas entre terminales

Para las magnitudes de alterna, utilizaremos subíndices y letras minúsculas como sigue:

i_e, i_c e i_b para las corrientes alternas
v_e, v_c y v_b para las tensiones alternas
v_{be}, v_{ce} y v_{cb} para las tensiones alternas entre terminales

Merece la pena destacar también el uso de la letra mayúscula *R* para las resistencias en continua y la letra minúscula *r* para las resistencias en alterna. En la siguiente sección abordaremos el estudio de las resistencia en alterna.

9.5 Resistencia en alterna del diodo de emisor

La Figura 9.13 muestra una gráfica de la corriente en función de la tensión de un diodo de emisor. Una tensión alterna pequeña en el diodo de emisor, produce una corriente alterna de emisor como la mostrada. La magnitud de esta corriente alterna de emisor depende de la posición del punto *Q*. Por causa de la curvatura, se obtiene una corriente de emisor de pico a pico mayor cuando el punto *Q* está en la parte superior de la gráfica.

Definición

Como se ha explicado en la Sección 9.3, la corriente total de emisor tiene una componente continua y una componente alterna, lo que se expresa como sigue:

$$I_E = I_{EQ} + i_e$$

donde I_{EQ} es la corriente continua de emisor e i_e es la corriente alterna de emisor.

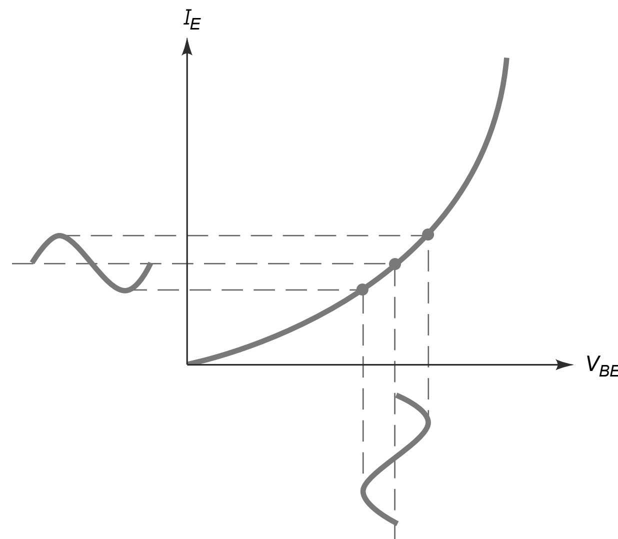
De forma similar, la tensión total base-emisor de la Figura 9.13 consta de una componente continua y de una componente alterna. Su ecuación puede escribirse como:

$$V_{BE} = V_{BEQ} + v_{be}$$

donde V_{BEQ} es la tensión continua base-emisor y v_{be} es la tensión alterna base-emisor.

En la Figura 9.13, la variación sinusoidal en V_{BE} produce una variación sinusoidal en I_E. El valor de pico a pico de i_e depende de la posición del punto *Q*. Debido a la curvatura de la gráfica, una tensión v_{be} fija produce más i_e cuando el punto *Q* está polarizado en la parte superior de la curva. Dicho de otra manera, la resistencia en alterna del diodo de emisor decrece cuando la corriente continua de emisor aumenta.

Figura 9.13 Resistencia en alterna del diodo de emisor.



La **resistencia en alterna de emisor** del diodo de emisor se define como:

$$\boldsymbol{r'_e = \frac{v_{be}}{i_e}} \tag{9.9}$$

Esta fórmula establece que la resistencia en alterna del diodo de emisor es igual a la tensión alterna base-emisor dividida entre la corriente alterna de emisor. El signo de prima (′) de r'_e es una forma estándar que permite indicar que la resistencia es interna al transistor.

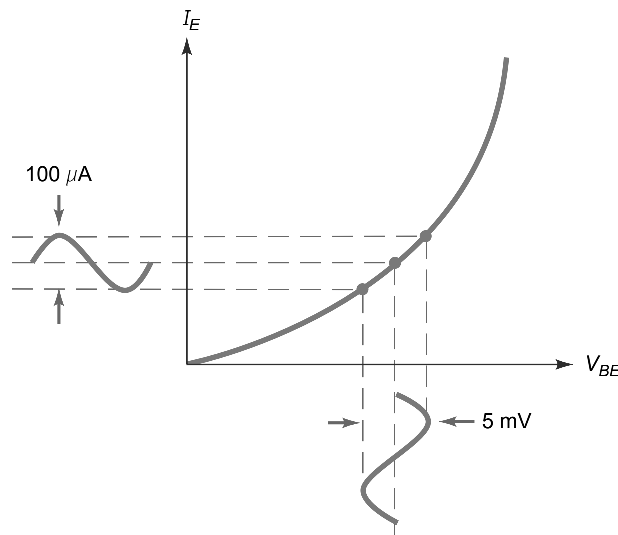
Por ejemplo, la Figura 9.14 muestra una tensión alterna base-emisor de 5 mV pp. En el punto Q dado, se tiene una corriente alterna de emisor de 100 μA pp. La resistencia en alterna del diodo de emisor es:

$$r'_e = \frac{5\text{ mV}}{100\ \mu\text{A}} = 50\ \Omega$$

Veamos otro ejemplo. Supongamos que un punto Q de la parte superior de la gráfica de la Figura 9.14 toma los valores $v_{be} = 5$ mV e $i_e = 200\ \mu$A; entonces, la resistencia en alterna disminuye a:

$$r'_e = \frac{5\text{ mV}}{200\ \mu\text{A}} = 25\ \Omega$$

Figura 9.14 Cálculo de r'_e.



Lo importante es: la resistencia en alterna de emisor siempre disminuye cuando la corriente continua de emisor aumenta, ya que v_{be} es esencialmente un valor constante.

Fórmula para la resistencia en alterna de emisor

Aplicando la física del estado sólido y el cálculo, es posible deducir la siguiente importante fórmula para calcular la resistencia de emisor en alterna:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \tag{9.10}$$

Es decir, la resistencia en alterna del diodo de emisor es igual a 25 mVdividida entre la corriente continua de emisor.

Esta fórmula es importante por su simplicidad y por el hecho de que se aplica a todos los tipos de transistorSu uso está muy extendido en la industria cuando se necesita calcular el valor preliminar de la resistencia en alterna del diodo de emisor. La derivación supone funcionamiento para pequeña señal, temperatura ambiente y una unión base-emisor abrupta y rectangular. Dado que los transistores comerciales presentan uniones graduales y no rectangulares, habrá alguna diferencia respecto del valor obtenido mediante la Ecuación (9.10). En la práctica, casi todos los transistores comerciales tienen una resistencia en alterna de emisor comprendida entre 25 mV/ I_E y 50 mV/I_E.

La relación r'_e es importante porque determina la ganancia de tensión. Cuanto menor sea, mayor será la ganancia de tensión. En el Capítulo 10 veremos cómo utilizar r'_e para calcular la ganancia de tensión de un amplificador a transistores.

Ejemplo 9.4

¿Cuál es el valor de r'_e en el amplificador con polariazción de base de la Figura 9.15*a*?

SOLUCIÓN Anteriormente hemos obtenido una corriente continua de emisor de aproximadamente 3 mA para este circuito. Aplicando la Ecuación (9.10), la resistencia en alterna del diodo de emisor es:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{3 \text{ mA}} = 8{,}33\ \Omega$$

Ejemplo 9.5

En la Figura 9.15*b*, ¿cuál es el valor de r'_e?

SOLUCIÓN Hemos analizado anteriormente este amplificador con polarización mediante divisor de tensión y hemos calculado una corriente continua de emisor de of 1,1 mA. La resistencia en altern del diodo de emisor es:

Figura 9.15 (*a*) Amplificador con polarización de base.

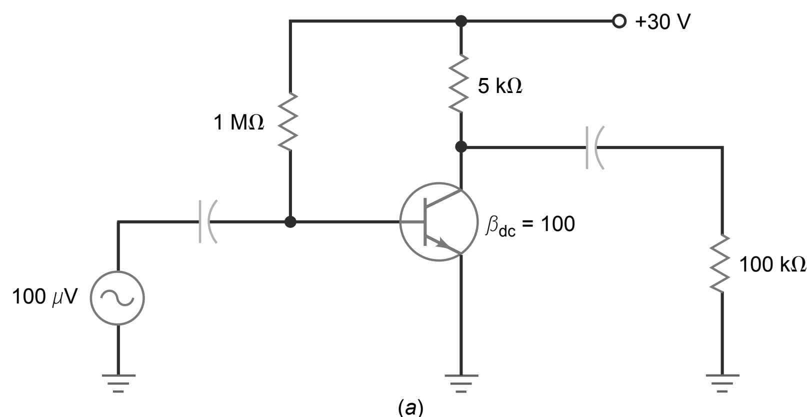
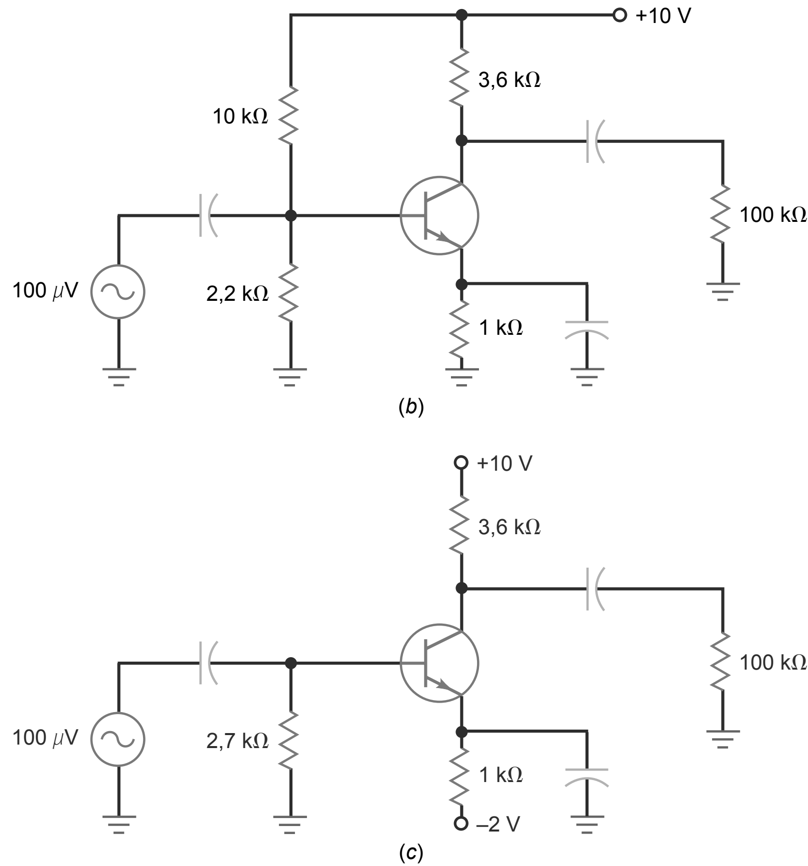


Figura 9.15 (continuación). (*b*) Amplificador con polarización mediante divisor de tensión. (*c*) Amplificador con polarización de emisor con dos alimentaciones.



$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{1{,}1\text{ mA}} = 22{,}7\ \Omega$$

Ejemplo 9.6

¿Cuál es la resistencia en alterna del diodo de emisor en el amplificador con polarización de emisor con dos alimentaciones de la Figura 9.15*c*?

SOLUCIÓN A partir del cálculo anterior, obtenemos una corriente continua de emisor de 1,3 mA. Ahora podemos calcular la resistencia en alterna del diodo de emisor:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{1{,}3\text{ mA}} = 19{,}2\ \Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 9.6 En la Figura 9.15*c*, cambie la alimentación V_{EE} a -3 V y calcule r'_e.

9.6 Dos modelos de transistor

Para analizar el funcionamiento en alterna de un amplificador a transistores, necesitamos un circuito equivalente de alterna para el transistor. En otras palabras, necesitamos un modelo para el transistor que simule su comportamiento cuando hay presente una señal de alterna.

El modelo en T

Uno de los primeros modelos de alterna fue el **modelo de Ebers-Moll** mostrado en la Figura 9.16. Cuando se trabaja con pequeña señal alterna, el diodo de emisor de un transistor actúa como una resistencia de alterna r'_e y el diodo de colector como una fuente de corriente i_c. Dado que el modelo de Ebers-Moll parece una T tumbada, el circuito equivalente también se denomina **modelo en T**.

Al analizar un amplificador a transistores, podemos reemplazar cada uno de los transistores por su correspondiente modelo en T. A continuación, podemos calcular el valor de r'_e y de otras magnitudes de alterna como la ganancia de tensión. Los detalles se abordarán en el siguiente capítulo.

Cuando una señal alterna de entrada excita a un amplificador a transistores, se obtiene una tensión base-emisor alterna v_{be} en el diodo de emisor, como se muestra en la Figura 9.17*a*, la cual a su vez produce una corriente alterna de base i_b. La fuente de tensión alterna tiene que suministrar esta corriente alterna de base, de modo que el amplificador funcione apropiadamente. Dicho de otra manera, la fuente de tensión alterna está cargada con la impedancia de entrada de la base.

La Figura 9.17*b* ilustra esta idea. Mirando hacia la base del transistor, la fuente de tensión alterna ve una impedancia de entrada $z_{\text{in(base)}}$. A bajas frecuencias, esta impedancia es puramente resistiva y se define como:

$$z_{\text{in(base)}} = \frac{v_{be}}{i_b} \tag{9.11}$$

Aplicando la ley de Ohm al diodo de emisor de la Figura 9.17*a*, podemos escribir:

$$v_{be} = i_e r'_e$$

Sustituyendo esta ecuación en la anterior obtenemos:

$$z_{\text{in(base)}} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{i_e r'_e}{i_b}$$

Puesto que $i_e \approx i_c$, la ecuación anterior se simplifica a:

$$z_{\text{in(base)}} = \beta r'_e \tag{9.12}$$

Esta ecuación nos dice que la impedancia de entrada de la base es igual a la ganancia de corriente en alterna por la resistencia en alterna del diodo de emisor.

Modelo en π

La Figura 9.18*a* muestra el **modelo en π** de un transistor. Es una representación visual de la Ecuación (9.12). El modelo en π es más fácil de utilizar que el modelo en T (Figura 9.18*b*), porque la impedancia de entrada no es obvia cuando se trabaja con el modelo en T. Por otro lado, el modelo en π muestra claramente que una impedancia de entrada de valor $\beta r'_e$ cargará a la fuente de tensión alterna que excita a la base.

Dado que los modelos en π y en T son circuitos equivalentes de alterna del transistor, podemos utilizar cualquiera de ellos a la hora de analizar un amplificador. La mayoría de las veces, utilizaremos el modelo en π. Con algunos circuitos, como por ejemplo los amplificadores diferenciales que se estudian en el Capítulo17, el modelo en T proporciona una mejor visión del funcionamiento del circuito. Ambos modelos son ampliamente utilizados en el mundo de la industria.

Figura 9.16 Modelo en T de un transistor.

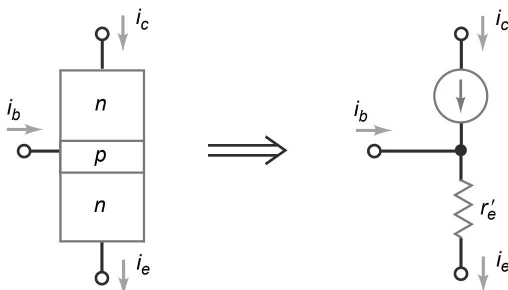


Figura 9.17 Definición de la impedancia de entrada de la base.

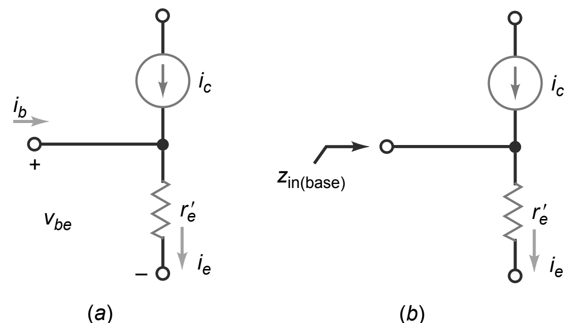
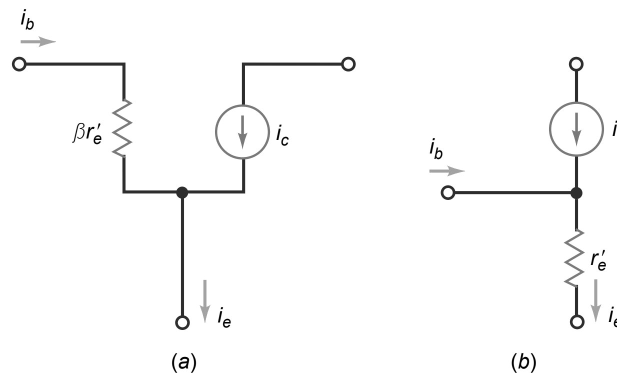


Figura 9.18 Modelo en π de un transistor.



9.7 Análisis de un amplificador

Analizar un amplificador es complicado porque se tienen fuentes de continua y de alterna en un mismo circuito. Para analizar amplificadores, podemos calcular el efecto de las fuentes de continua y luego el de la fuente de alterna. Cuando se aplica el teorema de superposición en este análisis, el efecto individual de cada una de las fuentes se suma al efecto total de todas las fuentes actuando simultáneamente.

INFORMACIÓN ÚTIL

Existen otros circuitos equivalentes (modelos) de transistor más precisos además de los mostrados en las Figuras 9.16, 9.17 y 9.18. Un circuito equivalente extremadamente preciso incluirá un elemento denominado *resistencia ampliada de base* r'_b y *resistencia interna* r'_c de la fuente de colector. Este modelo se utiliza si se quieren obtener respuestas exactas.

El circuito equivalente de continua

La forma más sencilla de analizar un amplificador es dividirlo en dos partes: un análisis de continua y un análisis de alterna. En el análisis de continua calculamos las tensiones y corrientes continuas. Para ello, imaginamos que todos los condensadores se comportan como circuitos abiertos. El circuito que queda es el **circuito equivalente de continua**.

Con el circuito equivalente de continua, podemos calcular las tensiones y corrientes del transistor que sean necesarias. Si está localizando averías, las respuestas aproximadas son las adecuadas. La corriente más importante en el análisis de continua es la corriente continua de emisor. Ésta es necesaria para calculat r'_e en el análisis de alterna.

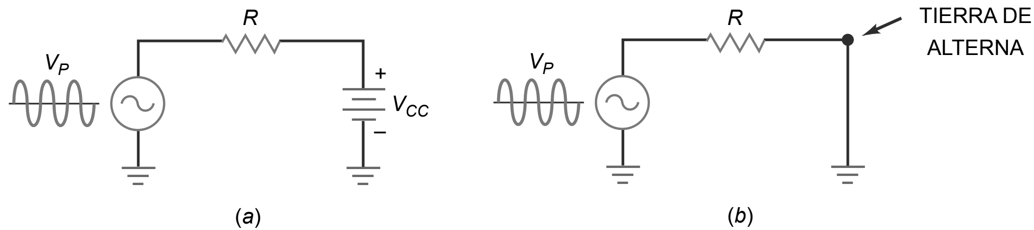
Efecto en alterna de una fuente de tensión continua

La Figura 9.19*a* muestra un circuito con fuentes de alterna y de continua. ¿Qué es la corriente de alterna en un circuito como éste? En lo que se refiere a la corriente alterna, la fuente de tensión continua se comporta como un cortocircuito, como se muestra en la Figura 9.19*b*. ¿Por qué? Porque una fuente de tensión continua proporciona una tensión constante. Por tanto, cualquier corriente alterna que fluya a su través no puede generar una tensión alterna en ella. Si no existe ninguna tensión alterna, la fuente de tensión continua es equivalente a un cortocircuito en alterna.

Otra forma de entender esta idea es recordar el **teorema de superposición** estudiado en los cursos de electrónica básica. Aplicando el teorema de superposición al circuito de la Figura 9.19*a*, podemos calcular el efecto de cada una de las fuentes que actúa separadamente mientras las demás se reducen a cero. Reducir la fuente de tensión continua a cero es equivalente a cortocircuitarla. Por tanto, para calcular el efecto de la fuente de alterna en la Figura 9.19*a*, podemos cortocircuitar la fuente de tensión continua.

A partir de ahora, cortocircuitaremos todas las fuentes de tensión continua al analizar el funcionamiento en alterna de un amplificador. Como se muestra en la Figura 9.19*b*, esto significa que el punto de la alimentación continua actúa como tierra de alterna.

Figura 9.19 La fuente de tensión continua es un cortocircuito para alterna.



Circuito equivalente de alterna

Después de analizar el circuito equivalente de continua, el siguiente paso consiste en analizar el **circuito equivalente de alterna**. Éste es el circuito que queda después de imaginar que todos los condensadores y fuentes de tensión continua son cortocircuitos. El transistor se puede reemplazar por el modelo en π o por el modelo en T. En el siguiente capítulo, demostraremos los detalles matemáticos del análisis en alterna. En el resto de este capítulo, nos vamos a centrar en cómo obtener el circuito equivalente de alterna para los tres amplificadores vistos hasta el momento: con polarización de base, con polarización mediante divisor de tensión y con polariazación de emisor con dos alimentaciones.

Amplificador con polarización de base

La Figura 9.20*a* es un amplificador con polarización de base. Después de imaginar abiertos todos los condensadores y analizar el circuito equivalente de continua, ya estamos preparados para realizar el análisis en alterna. Para obtener el circuito equivalente de alterna, cortocircuitamos todos los condensadores y las fuentes de tensión continua. A partir de este momento, el punto etiquetado con $+V_{CC}$ es un punto tierra de alterna.

La Figura 9.20*b* muestra el circuito equivalente de alterna. Como podemos ver, el transistor ha sido reemplazado por su modelo en π. En el circuito de la base, la tensión alterna de entrada aparece enR_B en paralelo con $\beta r'_e$. En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de R_C en paralelo con R_L.

Amplificador con polarización mediante divisor de tensión

La Figura 9.21*a* es un amplificador con polarización mediante divisor de tensión y la Figura 9.21 *b* es el circuito equivalente de alterna. Como puede ver, todos los condensadores se han cortocircuito, la fuente de alimentación

Figura 9.20 (*a*) Amplificador con polarización de base. (*b*) Circuito equivalente de alterna.

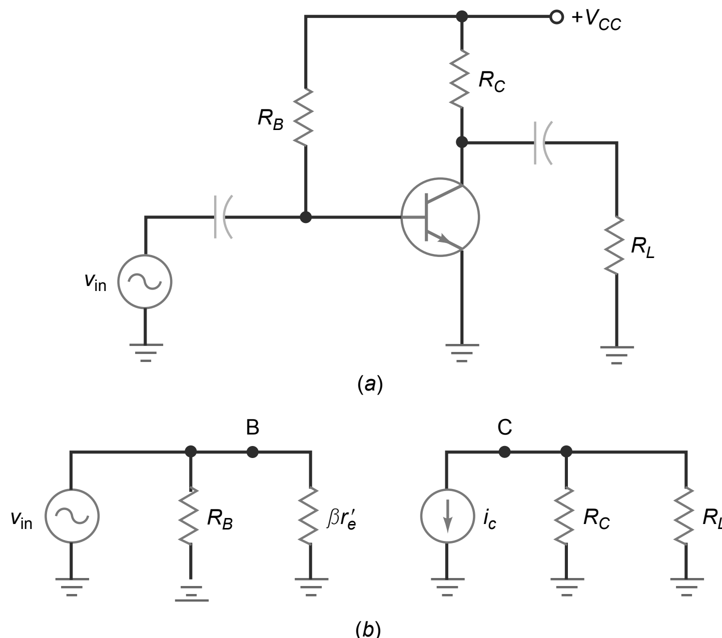
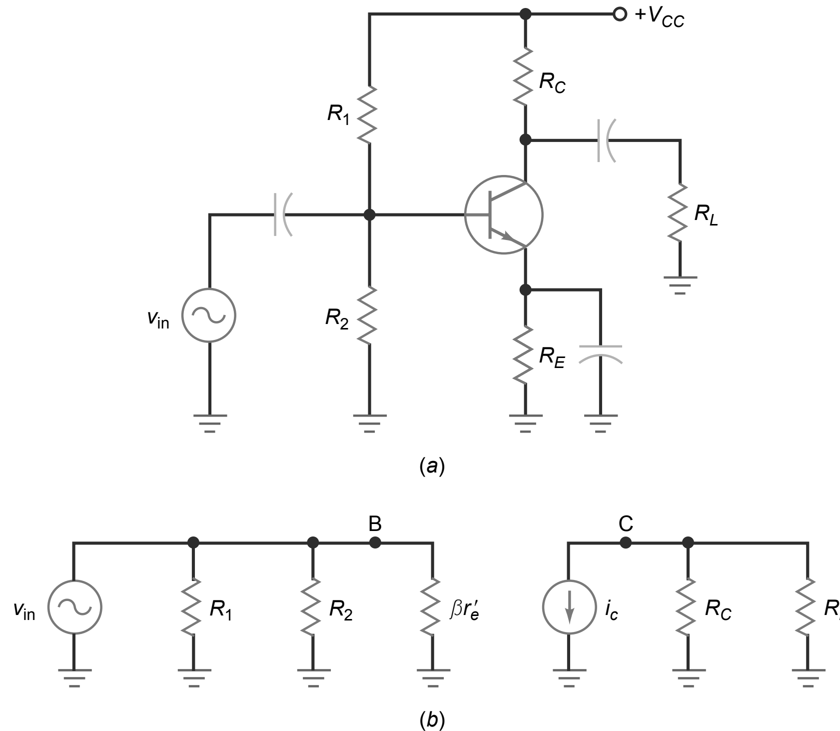


Figura 9.21 (*a*) Amplificador con polarización mediante divisor de tensión. (*b*) Circuito equivalente de alterna.



de continua se ha convertido en un punto de tierra de alterna y el transistor se ha reemplazado por su modelo en π. En el circuito de base, la tensión alterna de entrada aparece en R_1 en paralelo con R_2 y en paralelo con $\beta r'_e$. En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de R_C en paralelo con R_L.

Amplificador con polarización de emisor con dos alimentaciones

Nuestro último ejemplo es el circuito con polarización de emisor con dos alimentaciones de la Figura 9.22*a*. Después de analizar el circuito equivalente de continua, podemos dibujar el circuito equivalente de alterna de la Figura 9.22*b*. De nuevo, todos los condensadores se cortocircuitan, la fuente de tensión continua se convierte en punto de tierra para alterna y el transistor se reemplaza por su modelo en π. En el circuito de base, la tensión alterna de entrada aparece en R_B en paralelo con $\beta r'_e$. En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de R_C en paralelo con R_L.

Amplificadores en emisor común

Los tres amplificadores diferentes de las Figuras 9.20, 9.21 y 9.22 son ejemplos de **amplificadores en emisor común.** Un amplificador en emisor común se puede reconocer fácilmente porque su emisor está conectado a un punto de tierra de alterna. En un amplificador en emisor común, la señal de alterna se acopla a la base y la señal amplificada aparece en el colector.

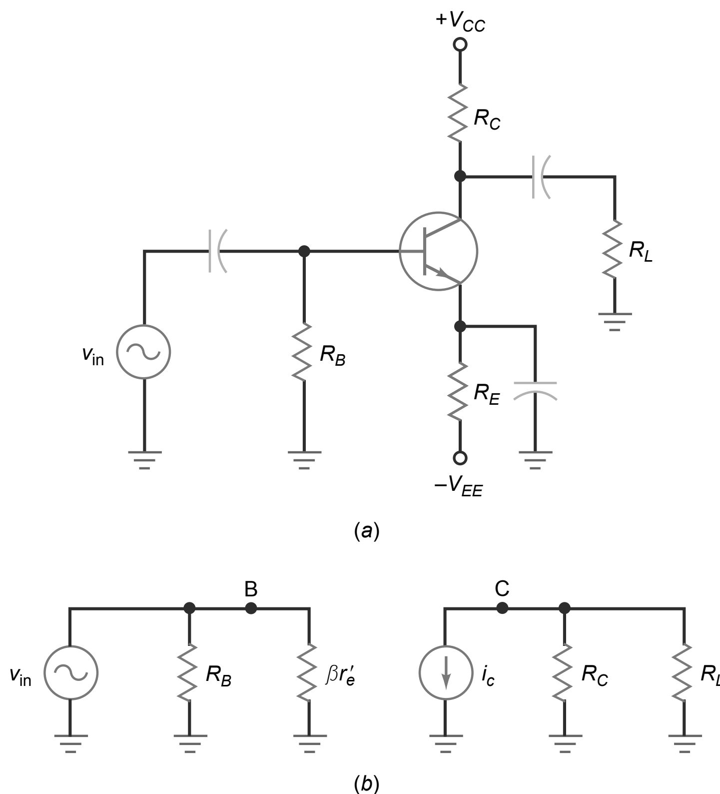
Existen otros dos tipos básicos de amplificadores a transistores: el amplificador en **base común** y el amplificador **en colector común**. El amplificador en base común tiene su base conectada a tierra y el amplificador en colector común tiene el colector conectado a tierra de alterna. Resultan útiles en algunas aplicaciones, pero no son tan populares como el amplificador en emisor común. En los capítulos siguientes se explican los amplificadores en base común y en colector común.

Ideas principales

El método anterior de análisis funciona en todos los amplificadores. Se comienza con el circuito equivalente de continua, se calculan las tensiones y corrientes continuas y se analiza el circuito equivalente de alterna. Las ideas fundamentales para obtener el circuito equivalente de alterna son:

1. Cortocircuitar todos los condensadores de acoplo y desacoplo.

Figura 9.22 (*a*) Amplificador con polarización de emisor con dos alimentaciones. (*b*) Circuito equivalente de alterna.



2. Visualizar todas las fuentes de alimentación de continua como puntos de tierra de alterna.
3. Reemplazar el transistor por su modelo en π o en T.
4. Dibujar el circuito equivalente de alterna.

En los capítulos siguientes utilizaremos este método para calcular la ganancia de tensión, la impedancia de entrada y otras características de los amplificadores.

En la Tabla-resumen 9.1 se indica cómo utilizar el teorema de superposición para analizar un circuito con polarización mediante divisor de tensión.

9.8 Parámetros de alterna en la hoja de características

En las siguientes explicaciones vamos a emplear la hoja de características parcial de un 2N3904 mostrada en la Figura 9.23. Los parámetros de alterna se especifican en la sección denominada "*Small-Signal Characteristics*" (características de pequeña señal). En esta sección, encontraremos cuatro nuevos parámetros denominados h_{fe}, h_{ie}, h_{re} y h_{oe}, que son los parámetros *h*. ¿Cuáles son?

Parámetros H

Cuando se inventó el transistor, se utilizaba un método conocido como parámetros *h* para analizar y diseñar los circuitos de transistores. Este método matemático modela el transistor en cuanto a lo que ocurre en sus terminales sin tener en cuenta los procesos físicos que tienen lugar en su interior.

Un método más práctico es el que estamos utilizando, el método del parámetro r', que emplea magnitudes como β y r'_e. Con este método, podemos utilizar la ley de Ohm y otras ideas básicas en la realización de análisis y diseños de circuitos con transistores. Por esta razón, los parámetros r' se adaptan mejor a la mayoría de la gente.

Esto no significa que los parámetros *h* no sean útiles. Han sobrevivido en las hojas de características porque pueden medirse más fácilmente que los parámetros r'. Por tanto, cuando lea las hojas de características, no busque β, r'_e ni los restantes parámetros r', ya que no los va a encontrar. En su lugar, podrá ver h_{fe}, h_{ie}, h_{re} y h_{oe}. Estos cuatro parámetros *h* proporcionan información útil cuando se transforman en parámetros r'.

Tabla-resumen 9.1 Equivalentes de continua y de alterna en un circuito con polarización mediante divisor de tensión

Circuito original	V_{CC} = 10 V; R_C 3,6 kΩ; R_1 10 kΩ; R_L 100 kΩ; V; R_2 2,2 kΩ; R_E 1 kΩ	
Circuito de continua	V_{CC} = 10 V; R_1 10 kΩ; R_C 3,6 kΩ; R_2 2,2 kΩ; R_E 1 kΩ	• Abrir todos los condensadores de acoplo y desacoplo. • Volver a dibujar el circuito. • Obtener el punto *Q* del circuito de continua: V_B = 1,8 V V_E = 1,1 V I_E = 1,1 mA V_{CE} = 4,94 V
Modelo de alterna en π	B; C; V; R_1 10 kΩ; R_2 2,2 kΩ; $\beta r'_e$; R_C 3,6 kΩ; R_L 100 kΩ	
Modelo de alterna en T	C; R_C 3,6 kΩ; R_L 100 kΩ; B; V; R_1 10 kΩ; R_2 2,2 kΩ; r'_e; E	• Cortocircuitar todos los condensadores de acoplo y desacoplo. • Visualizar todas las tensiones de alimentación continuas como puntos de tierra de alterna. • Reemplazar el transistor por su modelo en π o en T. • Dibujar el circuito equivalente de alterna. • $r'_e = \dfrac{25\text{ mV}}{I_{EQ}} = 22{,}7\ \Omega$

Figura 9.23 Hoja de características parcial del 2N3904. (Copyright de Semiconductor Components Industries, LLC; utilizada con su permiso)

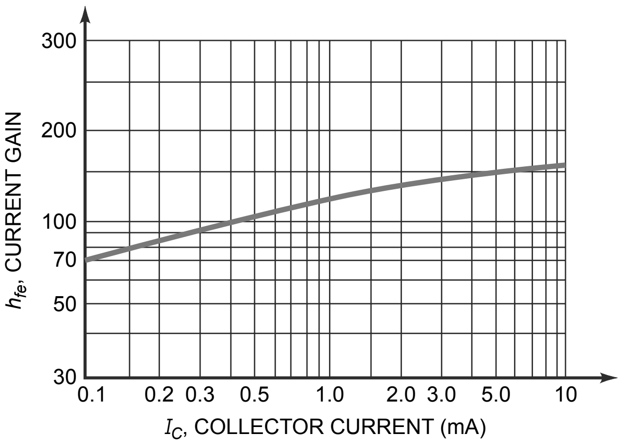
2N3903, 2N3904

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

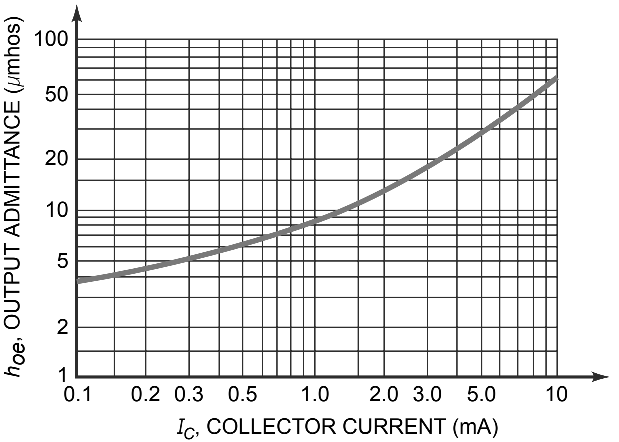
Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current–Gain–Bandwidth Product (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)	2N3903 2N3904	f_T	250 300	– –	MHz
Output Capacitance (V_{CB} = 0.5 Vdc, I_E = 0, f = 1.0 MHz)		C_{obo}	–	4.0	pF
Input Capacitance (V_{EB} = 0.5 Vdc, I_C = 0, f = 1.0 MHz)		C_{ibo}	–	8.0	pF
Input Impedance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	h_{ie}	1.0 1.0	8.0 10	kΩ
Voltage Feedback Ratio (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	h_{re}	0.1 0.5	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$
Small–Signal Current Gain (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	h_{fe}	50 100	200 400	–
Output Admittance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)		h_{oe}	1.0	40	μmhos
Noise Figure (I_C = 100 μAdc, V_{CE} = 5.0 Vdc, R_S = 1.0 kΩ, f = 1.0 kHz)	2N3903 2N3904	NF	– –	6.0 5.0	dB

H PARAMETERS

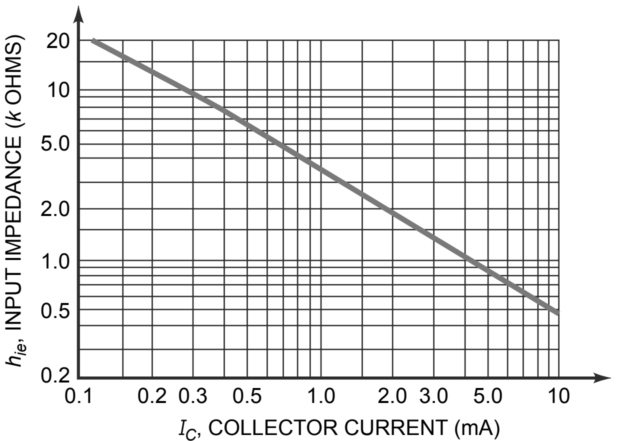
V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz, T_A = 25°C



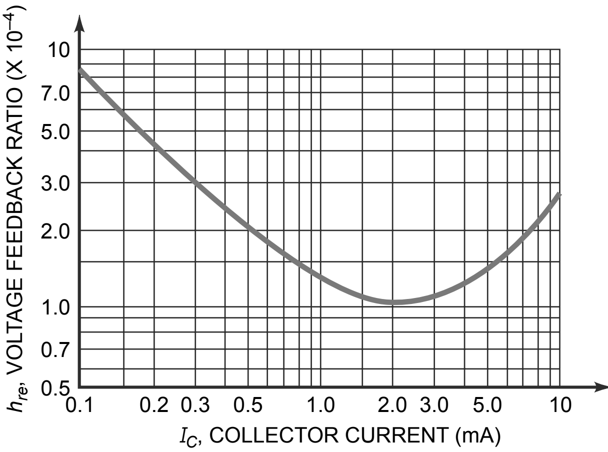
Current Gain



Output Admittance



Input Impedance



Voltage Feedback Ratio

Relaciones entre los parámetros R y H

Por ejemplo, el parámetro h_{fe} especificado en la sección "Small-Signal Characteristics" de la hoja de características es idéntico a la ganancia de corriente en alterna. Mediante símbolos se representa del siguiente modo:

$$\beta = h_{fe}$$

Las hoja de características especifica un valor mínimo de h_{fe} de 100 y un valor máximo de 400. Por tanto, β puede ser tan pequeña como 100 o tan alta como 400. Estos valores son para una corriente de colector de 1 mA y una tensión colector-emisor de 10 V.

Otro parámetro h es h_{ie}, equivalente a la impedancia de entrada. La hoja de características proporciona un valor mínimo de h_{ie} de 1 kΩ y un valor máximo de 10 kΩ. El parámetro h_{ie} está relacionado con los parámetros r' de la siguiente manera:

$$\boldsymbol{r'_e = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}} \tag{9.13}$$

Por ejemplo, los valores máximos de h_{ie} y h_{fe} son 10 kΩ y 400. Por tanto:

$$r'_e = \frac{10\ \text{k}\Omega}{400} = 25\ \Omega$$

Los dos últimos parámetros h, h_{re} y h_{oe}, no son necesarios en la localización de averías y en el diseño básico.

Otras magnitudes

Otras de las magnitudes enumeradas en la sección "Small-Signal Characteristics" incluyen f_T, C_{ibo}, C_{obo} y NF. La primera, f_T, proporciona información acerca de las limitaciones en alta frecuencia de un 2N3904. La segunda y tercera magnitud, C_{ibo} y C_{obo}, son las capacidades de entrada y de salida del dispositivo. La última magnitud, NF, es el factor de ruido, que indica cuánto ruido produce el 2N3904.

La hoja de características de un 2N3904 incluye muchas gráficas, que merece la pena estudiar. Por ejemplo, la gráfica de la hoja de características etiquetada como *current gain* (ganancia de corriente) muestra que h_{fe} aumenta desde aproximadamente 70 hasta 160 cuando la corriente de colector aumenta desde 0,1 mA hasta 10 mA. Observe que h_{fe} es aproximadamente igual a 125 cuando la corriente de colector es de 1 mA. Esta gráfica es para un 2N3904 típico a temperatura ambiente. Recuerde que los valores mínimo y máximo de h_{fe} eran 100 y 400, respectivamente, por lo que está claro que h_{fe} presentará una variación importante en una fabricación en serie. También merece la pena recordar que h_{fe} varía con la temperatura.

Examine ahora la gráfica etiquetada como *Input Impedance* (impedancia de entrada) de la hoja de características del 2N3904. Observe que h_{ie} disminuye desde aproximadamente 20 kΩ hasta 500 Ω cuando la corriente de colector aumenta desde 0,1 mA hasta 10 mA. La Ecuación (9.13) nos dice cómo calcular r'_e: basta con dividir h_{ie} entre h_{fe} para obtener r'_e. Probemos a realizar este cálculo. Si tomanos los valores de h_{fe} y h_{ie} para una corriente de colector de mA de las gráficas de la hoja de características, obtenemos los siguientes valores aproximados: $h_{fe} = 125$ y $h_{ie} = 3{,}6$ kΩ. Aplicando la Ecuación (9.13):

$$r'_e = \frac{3{,}6\ \text{k}\Omega}{125} = 28{,}8\ \Omega$$

El valor ideal de r'_e es:

$$r'_e = \frac{25\ \text{mV}}{1\ \text{mA}} = 25\ \Omega$$

Resumen

SEC. 9.1 AMPLIFICADOR CON POLARIZACIÓN DE BASE

Un buen acoplamiento se produce cuando la reactancia del condensador de acoplo es mucho menor que la resistencia para la frecuencia más baja de la fuente de alterna. En un amplificador con polarización de base, la señal de entrada se acopla a la base. Esto produce una tensión alterna de colector. La tensión alterna de colector amplificada e invertida se acopla entonces a la resistencia de carga.

SEC. 9.2 AMPLIFICADOR CON POLARIZACIÓN DE EMISOR

Un buen desacoplo se produce cuando la reactancia del condensador de acoplo es mucho menor que la resistencia para la frecuencia más baja de la fuente de

alterna. El punto desacoplado es un punto de tierra para alterna. Sea en un amplificador con polarización mediante de divisor de tensión o con polarización de emisor con dos alimentaciones, la señal de alterna se acopla a la base. La señal alterna amplificada se acopla entonces a la resistencia de carga.

SEC. 9.3 FUNCIONAMIENTO PARA PEQUEÑA SEÑAL

La tensión alterna de base tiene una componente continua y una componente alterna, que configuran las componentes continua y alterna de la corriente de emisor. Una forma de evitar una distorsión excesiva consiste en emplear el funcionamiento en pequeña señal. Esto significa mantener la corriente alterna de emisor de pico a pico por debajo de la décima parte de la corriente continua de emisor.

SEC. 9.4 BETA DE ALTERNA

La beta de alterna de un transistor se define como la corriente alterna de colector dividida entre la corriente alterna de base. Normalmente, los valores de la beta de alterna difieren ligeramente de los valores de la beta de continua. En el proceso de localizar averías, puede utilizarse el mismo valor para ambos parámetros beta. En las hojas de características, h_{FE} es equivalente a β_{dc} y h_{fe} es equivalente a β.

SEC. 9.5 RESISTENCIA EN ALTERNA DEL DIODO DE EMISOR

La tensión base-emisor de un transistor tiene una componente continua V_{BEQ} y una componente alterna v_{be}. La tensión alterna base-emisor establece una corriente alterna de emisor i_e. La resistencia en alterna del diodo de emisor se define como v_{be} dividido entre i_e. Matemáticamente, podemos demostrar que la resistencia en alterna del diodo de emisor es igual a 25 mV dividido entre la corriente continua de emisor.

SEC. 9.6 DOS MODELOS DE TRANSISTOR

En lo que se refiere a las señales de alterna, un transistor puede reemplazarse por cualquiera de dos circuitos equivalentes: el modelo en π o el modelo en T. El modelo en π indica que la impedancia de entrada de la base es $\beta r'_e$.

SEC. 9.7 ANÁLISIS DE UN AMPLIFICADOR

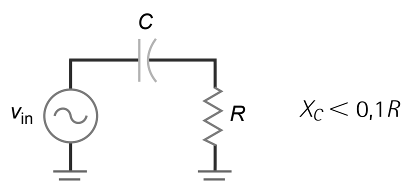
La forma más simple de analizar un amplificador consiste en dividir el análisis en dos partes: un análisis de continua y un análisis de alterna. En el análisis de continua, los condensadores se consideran circuitos abiertos. En el análisis de alterna, los condensadores se consideran cortocircuitos y las alimentaciones continuas se consideran puntos de tierra de alterna.

SEC. 9.8 PARÁMETROS DE ALTERNA EN LA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

Los parámetros h se utilizan en las hojas de características porque son más fáciles de medir que los parámetros r'. Los parámetros r' son más fáciles de emplear en el análisis porque podemos utilizar la ley de Ohm y otras ideas básicas. Los parámetros más importantes de la hoja de características son h_{fe} y h_{ie}, que pueden convertirse fácilmente en β y r'_e.

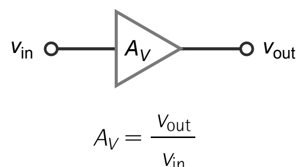
Definiciones

(9.1) Buen acoplamiento:



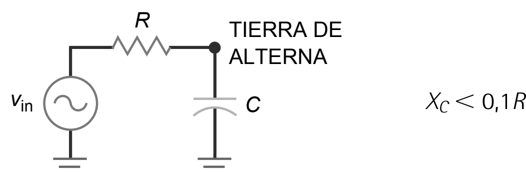
$X_C < 0,1R$

(9.2) Ganancia de tensión:



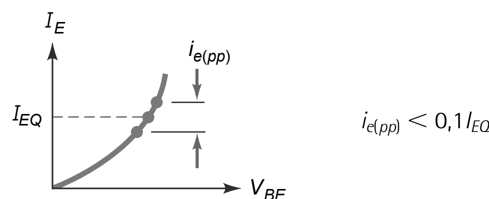
$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

(9.5) Buen desacoplo:



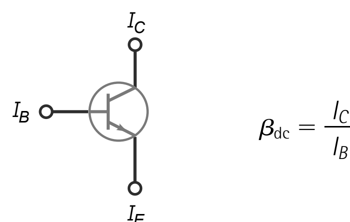
$X_C < 0,1R$

(9.6) Pequeña señal:



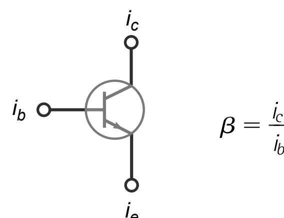
$i_{e(pp)} < 0,1 I_{EQ}$

(9.7) Ganancia de corriente en continua:



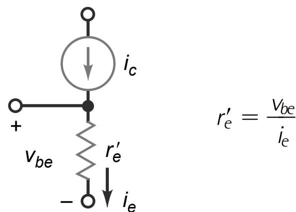
$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}$$

(9.8) Ganancia de corriente en alterna:



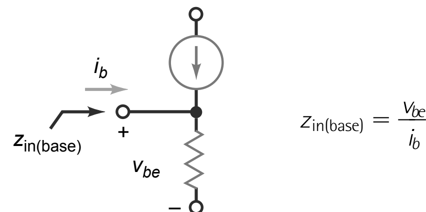
$$\beta = \frac{i_c}{i_b}$$

(9.9) Resistencia en alterna:



$$r'_e = \frac{v_{be}}{i_e}$$

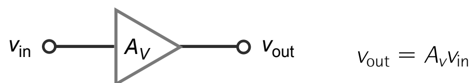
(9.11) Impedancia de entrada:



$$z_{in(base)} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

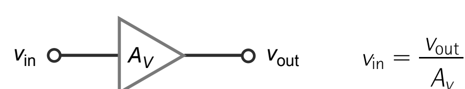
Derivaciones

(9.3) Tensión alterna de salida:



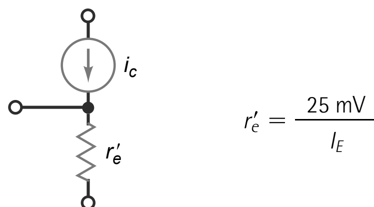
$$v_{out} = A_v v_{in}$$

(9.4) Tensión alterna de entrada:



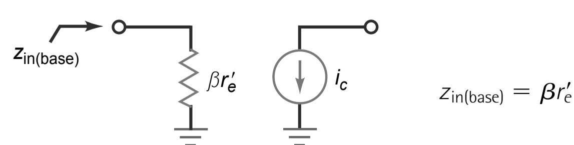
$$v_{in} = \frac{v_{out}}{A_v}$$

(9.10) Resistencia en alterna:



$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

(9.12) Impedancia de entrada:



$$z_{in(base)} = \beta r'_e$$

Cuestiones

1. **En continua, la corriente en un circuito de acoplo es**
   a. cero
   b. máxima
   c. mínima
   d. media

2. **La corriente en un circuito de acoplo para altas frecuencias es**
   a. cero
   b. máxima
   c. mínima
   d. media

3. **Un condensador de acoplo es**
   a. un cortocircuito en continua
   b. un circuito abierto en alterna
   c. un circuito abierto en continua y un cortocircuito en alterna
   d. un cortocircuito en continua y un abierto en alterna

4. **En un circuito de desacoplo, el terminal superior de un condensador es**
   a. un circuito abierto
   b. un cortocircuito
   c. tierra de alterna
   d. tierra física

5. **El condensador que produce un punto de tierra para alterna se denomina**
   a. condensador de desacoplo
   b. condensador de acoplo
   c. circuito abierto en continua
   d. circuito abierto en alterna

6. **Los condensadores de un amplificador en emisor común aparecen como**
   a. circuitos abiertos en alterna
   b. cortocircuitos en continua
   c. circuitos abiertos para continua
   d. cortocircuitos para alterna

7. **Reducir todas las fuentes de continua a cero es uno de los pasos para obtener el circuito**
   a. equivalente de continua
   b. equivalente de alterna
   c. amplificador completo
   d. de polarización mediante divisor de tensión

8. **El circuito equivalente de alterna se deriva del circuito original cortocircuitando**
   a. todas las resistencias
   b. todos los condensadores
   c. todas las bobinas
   d. todos los transistores

9. **Cuando la tensión alterna de base es demasiado grande, la corriente alterna de emisor es**
   a. sinusoidal
   b. constante
   c. distorsionada
   d. alternante

10. **En un amplificador en emisor común con una señal de entrada grande, el semiciclo positivo de la corriente alterna de emisor es**
    a. igual al semiciclo negativo
    b. menor que el semiciclo negativo
    c. mayor que el semiciclo negativo
    d. igual que el semiciclo negativo

11. **La resistencia en alterna de emisor es igual a 25 mV dividido entre la**
    a. corriente continua de base
    b. corriente continua de emisor
    c. corriente alterna de emisor
    d. variación de la corriente de colector

12. Para reducir la distorsión en un amplificador en emisor común, se reduce la

a. corriente continua de emisor
b. tensión base-emisor
c. corriente de colector
d. tensión alterna de base

13. Si la tensión alterna en el diodo de emisor es is 1 mV y la corriente alterna de emisor es 100 μA, la resistencia en alterna del diodo de emisor es

a. 1 Ω
b. 10 Ω
c. 100 Ω
d. 1 kΩ

14. Una gráfica de la corriente alterna de emisor en función de la tensión alterna base-emisor se aplica a

a. la resistencia
b. el diodo de emisor
c. el diodo de colector
d. la fuente de alimentación

15. La tensión de salida de un amplificador en emisor común está

a. amplificada
b. invertida
c. desfasada 180° respecto de la entrada
d. Todas las anteriores

16. En el emisor de un amplificador en emisor común no hay tensión alterna debido

a. a la tensión continua en él
b. al condensador de desacoplo
c. al condensador de acoplo
d. a la resistencia de carga

17. La tensión en la resistencia de carga de un amplificador en emisor común con condensador de acoplo es

a. continua y alterna
b. sólo continua
c. sólo alterna
d. ni continua ni alterna

18. La corriente alterna de colector es aproximadamente igual a la

a. corriente alterna de base
b. corriente alterna de emisor
c. corriente de la fuente de alterna
d. corriente del desacoplo de alterna

19. La corriente alterna de emisor por la resistencia en alterna de emisor es igual a

a. la tensión continua de emisor
b. la tensión alterna de base
c. la tensión alterna de colector
d. la tensión de alimentación

20. La corriente alterna de colector es igual a la corriente de alterna de base por

a. la resistencia en alterna de colector
b. la ganancia de corriente en continua
c. la ganancia de corriente en alterna
d. la tensión del generador

21. Cuando la resistencia de emisor R_E se duplica, la resistencia en alterna de emisor

a. aumenta
b. disminuye
c. no varía
d. no se puede determinar

Problemas

SEC. 9.1 AMPLIFICADOR CON POLARIZACIÓN DE BASE

9.1 En la Figura 9.24, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que existe un buen acoplamiento?

9.2 Si la resistencia de carga se cambia a 1 kΩ en el circuito de la Figura 9.24, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que se produce un buen acoplamiento?

9.3 Si el valor del condensador se cambia a 100 μF en el circuito de la Figura 9.24, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que se produce un buen acoplamiento?

9.4 Si la frecuencia de entrada más baja del circuito de la Figura 9.24 es 100 Hz, ¿cuál es el valor de *C* necesario para conseguir un buen acoplamiento?

SEC. 9.2 AMPLIFICADOR CON POLARIZACIÓN DE EMISOR

9.5 En la Figura 9.25, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que existe un buen desacoplo?

9.6 Si la resistencia serie se cambia a 10 kΩ en el circuito de la Figura 9.25, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que se produce un buen desacoplo?

9.7 Si el valor del condensador se cambia a 47 μF en el circuito de la Figura 9.25, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que se produce un buen desacoplo?

Figura 9.24

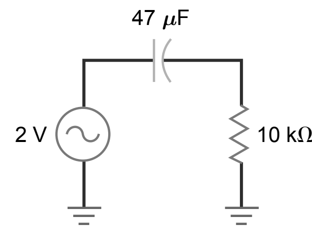
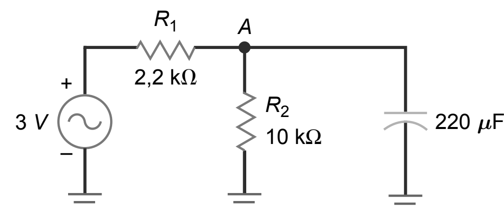


Figura 9.25

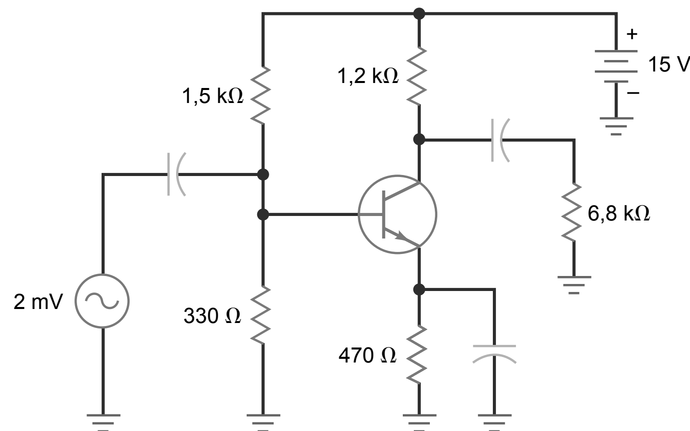


9.8 Si la frecuencia de entrada más baja del circuito de la Figura 9.25 es 1 kHz, ¿cuál es el valor de *C* necesario para conseguir un buen desacoplo?

SEC. 9.3 FUNCIONAMIENTO EN PEQUEÑA SEÑAL

9.9 Si en el circuito de la 9.26 establecemos el funcionamiento para pequeña señal, ¿cuál es la máxima corriente alterna de emisor que se puede permitir?

Figura 9.26



9.10 La resistencia de emisor del circuito de la Figura 9.26 se duplica. En operación de pequeña señal, ¿cuál es la máxima corriente alterna de emisor permisible?

SEC. 9.4 BETA DE ALTERNA

9.11 Si una corriente alterna de base de 100 μA produce una corriente alterna de colector de 15 mA, ¿cuál es la beta de alterna?

9.12 Si la beta de alterna es igual a 200 y la corriente de alterna de base es igual a 12,5 μA, ¿cuál es la corriente alterna de colector?

9.13 Si la corriente alterna de colector es 4 mA y la beta de alterna es 100, ¿cuál es la corriente alterna de base?

SEC. 9.5 RESISTENCIA EN ALTERNA DEL DIODO DE EMISOR

9.14 ¿Cuál es la resistencia en alterna del diodo de emisor de la Figura 9.26?

9.15 Si la resistencia de emisor en el circuito de la Figura 9.26 se duplica, ¿cuál es la resistencia en alterna del diodo de emisor?

SEC. 9.6 DOS MODELOS DE TRANSISTOR

9.16 ¿Cuál es la impedancia de entrada del circuito de base en la Figura 9.26 si $\beta = 200$?

9.17 Si en el circuito de la Figura 9.26 se duplica la resistencia de emisor, ¿cuál es la impedancia de entrada de la base con $\beta = 200$?

9.18 Si la resistencia de 1,2 kΩ se cambia a 680 Ω en el circuito de la Figura 9.26, ¿Cuál es la impedancia de entrada de la base si $\beta = 200$?

SEC. 9.7 ANÁLISIS DE UN AMPLIFICADOR

9.19 Dibuje el circuito equivalente de alterna para el circuito de la Figura 9.26 con $\beta = 150$.

9.20 Duplique el valor de todas las resistencias de la Figura 9.26. A continuación, dibuje el circuito equivalente de alterna para una ganancia de corriente en alterna de 300.

SEC. 9.8 PARÁMETROS DE ALTERNA EN LA HOJA DE CARACTERÍSTICAS

9.21 ¿Cuáles son los valores mínimo y máximo especificados en la sección "Small-Signal Characteristics" de la Figura 9.23 para el parámetro h_{fe} de un 2N3903? ¿Para qué corriente de colector se proporcionan estos valores? ¿Para qué temperatura están dados estos valores?

9.22 Utilice la hoja de características del 2N3904. ¿Cuál es el valor típico de r'_e que se puede calcular a partir de los parámetros *h*, si el transistor opera con una corriente de colector de 5 mA? ¿Es menor o mayor que el valor ideal de r'_e calculado con la expresión 25 mV/I_E?

Pensamiento crítico

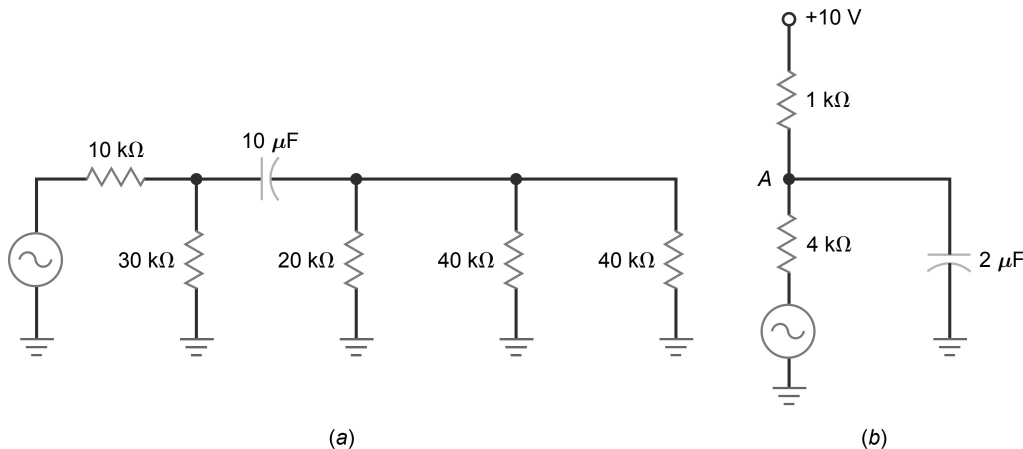
9.23 Alguien construye el circuito de la Figura 9.24. El constructor no puede comprender por qué se mide una tensión continua muy pequeña en la resistencia de 10 kΩ cuando la tensión de la fuente es de 2 V a frecuencia cero. Puede explicar qué está ocurriendo.

9.24 Suponga que se encuentra en el laboratorio probando el circuito de la Figura 9.25. A medida que la frecuencia del generador aumenta, la tensión en el nodo *A* disminuye hasta que es demasiado pequeña como para poder medirla. Si se continúa incrementando la frecuencia hasta por encima de los 10 MHz, la tensión en el nodo *A* comienza a aumentar. Puede explicar qué está ocurriendo.

9.25 En la regla para conseguir un buen acoplamiento, *R* representa toda la resistencia conectada en serie con el condensador de acoplo. Teniendo esto en cuenta, ¿cuál es la frecuencia más baja para la que se obtiene un buen acoplamiento en el circuito de la Figura 9.27*a*?

9.26 ¿Cuál es la frecuencia más baja para obtener un buen acoplamiento en la Figura 9.27*b*? (*Consejo:* resistencia de Thevenin).

Figura 9.27



9.27 En el amplificador de dos etapas de la Figura 9.28, ¿cuál es la impedancia de entrada de la primera base si la ganancia de corriente en alterna es 250? Si el segundo transistor tiene $\beta = 100$, ¿cuál es la impedancia de entrada de la segunda base?

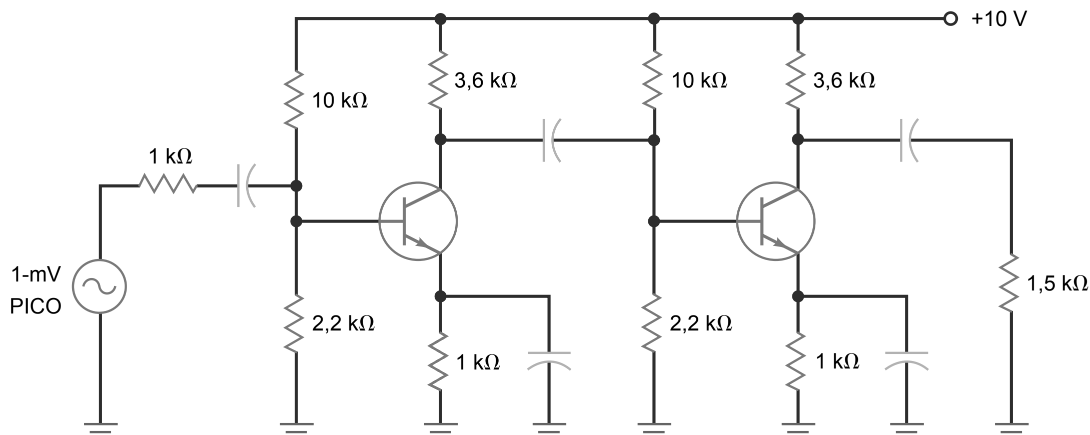
9.28 Dibuje el circuito equivalente de alterna del circuito de la Figura 9.28, utilizando $\beta = 200$ para ambos transistores.

9.29 En la Figura 9.26, la resistencia de Thevenin vista por el condensador de desacoplo es de 30 Ω. Si se supone que el emisor está conectado a un punto de tierra de alterna para un rango de frecuencias de 20 Hz a 20 kHz, ¿cuál es el valor que debería tener el condensador de desacoplo?

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. ¿Por qué se utilizan condensadores de acoplo y de desacoplo?
2. Deseo que dibuje un amplificador con polarización de base y sus formas de onda. A continuación, deseo que me explique cómo amplifica el circuito y por qué las diferentes formas de onda tienen niveles de tensión continua y alterna como debe indicar en sus esquemas.
3. Deseo que dibuje un amplificador con polarización mediante divisor de tensión con sus formas de onda. A continuación, explíqueme las diferentes formas de onda.
4. Dígame todo lo que sepa sobre la resistencia en alterna del diodo de emisor.
5. Explíqueme qué es la *operación para pequeña señal*. Incluya esquemas en su explicación.
6. Dibuje los modelos de alterna de un transistor que se han estudiado en este capítulo. Explique cómo utilizarlos.
7. ¿Por qué es importante polarizar un transistor cerca del punto central de la recta de carga en alterna?
8. ¿Por qué se utilizan modelos de alterna para los transistores? ¿Cuáles son los modelos más comúnmente utilizados?
9. Compare los condensadores de acoplo y de desacoplo.
10. ¿Cuál es la diferencia entre β y β_{dc}?
11. Si tiene un circuito con polarización mediante divisor de tensión y la resistencia de colector está en circuito abierto, ¿qué ocurrirá con la tensión alterna de salida?

Figura 9.28



Respuestas al autotest

1. a
2. b
3. c
4. c
5. a
6. d
7. b
8. b
9. c
10. c
11. b
12. d
13. b
14. b
15. d
16. b
17. c
18. b
19. b
20. c
21. a

Respuestas a los problemas prácticos

9.1 $C = 1\ \mu F$

9.2 $C = 33\ \mu F$

9.3 $i_{e(pp)} = 86{,}7\ \mu A_{pp}$

9.6 $r'_e = 28{,}8\ \Omega$

Capítulo **10**

Amplificadores de tensión

Este capítulo continúa ocupándose de los amplificadores en emisor común y expone cómo calcular la ganancia de tensión y las tensiones alternas de los elementos del circuito. Esto es importante a la hora de localizar averías, porque se pueden medir las tensiones alternas para ver si están razonablemente de acuerdo con los valores teóricos. Este capítulo también se ocupa de la impedancia de entrada, los amplificadores multietapa y la realimentación negativa. Las configuraciones del amplificador en colector común y en base común se estudiarán en el Capítulo 11.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Explicar las características más im-portantes del amplificador en emisor común.
- Demostrar cómo calcular y predecir la ganancia de tensión de un amplificador en emisor común.
- Explicar cómo funciona el amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar y enumerar tres de sus ventajas.
- Dibujar un diagrama de un amplificador en emisor común de dos etapas.
- Describir dos problemas relacionados con condensadores que pueden producirse en el amplificador en emisor común.
- Detectar averías en los circuitos amplificadores en emisor común.

Contenido del capítulo

Vocabulario

amplificador multietapa
amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar
conexión en cascada
ganancia de tensión
ganancia total de tensión
realimentación de dos etapas
realimentación de emisor en alterna
resistencia de colector en alterna
resistencia de realimentación

10.1 Ganancia de tensión

La Figura 10.1*a* muestra un amplificador polarizado mediante divisor de tensión. La **ganancia de tensión** se ha definido como la tensión alterna de salida dividida entre la tensión alterna de entrada. Con esta definición podemos deducir otra ecuación para la ganancia de tensión que resulta útil en los procesos de detección de averías.

Derivación a partir del modelo en π

La Figura 10.1*b* muestra el circuito equivalente de alterna utilizando el modelo en π del transistor. La corriente alterna de base i_b circula a través de la impedancia de entrada de la base ($\beta r'_e$). Aplicando la ley de Ohm, podemos escribir:

$$v_{\text{in}} = i_b \beta r'_e$$

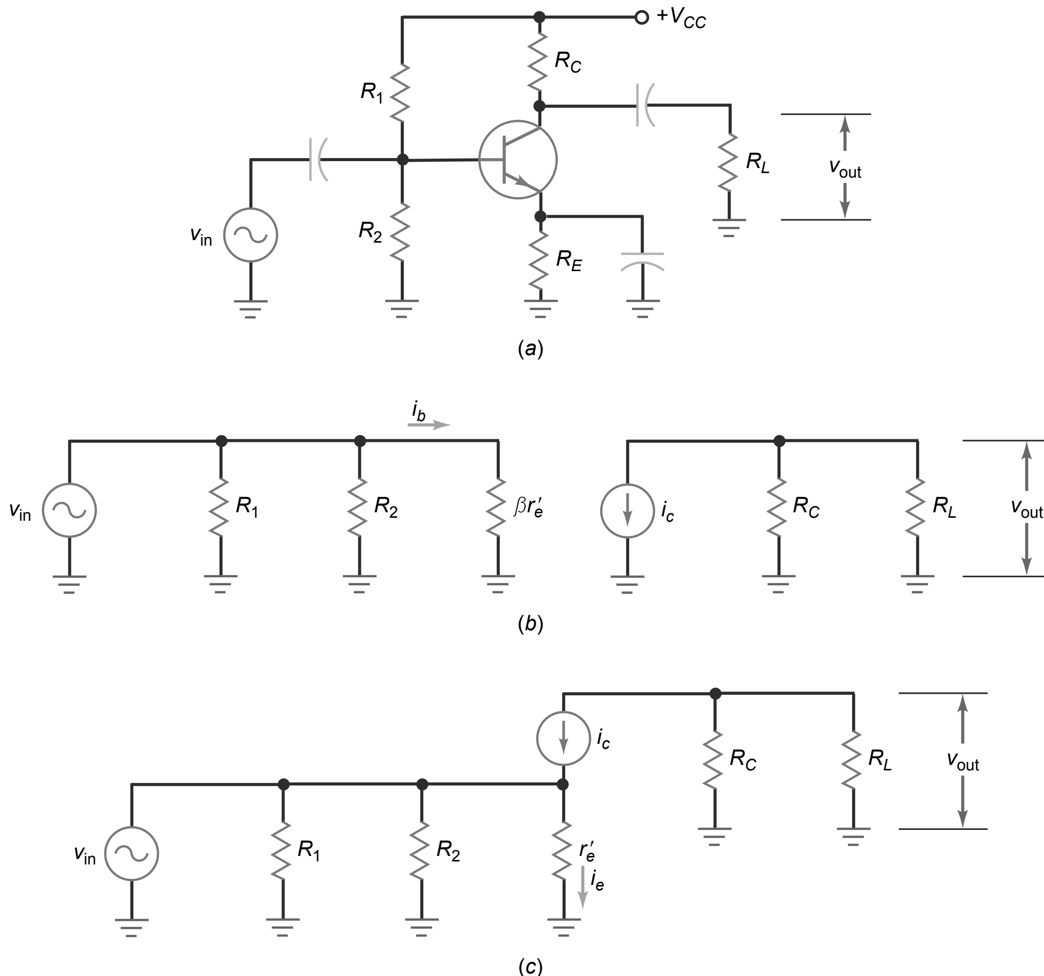
En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de la conexión en paralelo de R_C y R_L. Por tanto, la tensión alterna de salida es igual a:

$$v_{\text{out}} = i_c(R_C \parallel R_L) = \beta i_b(R_C \parallel R_L)$$

Ahora, podemos dividir v_{out} entre v_{in} para obtener:

$$A_V = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{\beta i_b(R_C \parallel R_L)}{i_b \beta r'_e}$$

Figura 10.1 (*a*) Amplificador en emisor común. (*b*) Circuito equivalente de alterna con el modelo en π. (*c*) Circuito equivalente de alterna con el modelo en T.



lo que se simplifica a:

$$A_V = \frac{(R_C \| R_L)}{r'_e} \quad (10.1)$$

Resistencia de colector en alterna

En la Figura 10.1*b*, la resistencia total de carga en alterna vista por el colector es el paralelo de R_C y R_L. Esta resistencia total se denomina **resistencia de colector en alterna** y se simboliza mediante r_c. Como definición:

$$r_c = R_C \| R_L \quad (10.2)$$

Ahora podemos volver a escribir la Ecuación (10.1) como:

$$A_V = \frac{r_c}{r'_e} \quad (10.3)$$

Dicho con palabras: la ganancia de tensión es igual a la resistencia de colector en alterna dividida entre la resistencia en alterna del diodo de emisor.

Derivación a partir del modelo en T

Cualquier modelo de transistor que se emplee proporcionará los mismos resultados. Más adelante, utilizaremos el modelo en T al analizar los amplificadores diferenciales. Por cuestiones prácticas, ahora vamos a deducir la ecuación de la ganancia de tensión utilizando el modelo en T.

La Figura 10.1*c* muestra el circuito equivalente utilizando el modelo en T del transistor. La tensión de entrada v_{in} aparece en r'_e. Aplicando la ley de Ohm, podemos escribir:

$$v_{in} = i_e r'_e$$

En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de la resistencia de colector. Por tanto, la tensión alterna de salida es igual a:

$$v_{out} = i_c r_c$$

Ahora podemos dividir v_{out} entre v_{in} para obtener:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c r_c}{i_e r'_e}$$

Dado que $i_c \approx i_e$, podemos simplificar la ecuación como sigue:

$$A_V = \frac{r_c}{r'_e}$$

Ésta es la misma ecuación que se ha obtenido con el modelo en π. Se aplica a todos los amplificadores en emisor común, porque todos tienen una resistencia de colector en alterna r_c y un diodo de emisor con una resistencia en alterna r'_e.

INFORMACIÓN ÚTIL

La ganancia de corriente A_i de un amplificador en emisor común es igual a la relación entre la corriente de salida i_{out} y la corriente de entrada i_{in}. Sin embargo, la corriente de salida no es i_c, como en principio se podría pensar. La corriente de salida i_{out} es la corriente que fluye por la carga R_L. La ecuación para A_i se deriva como sigue:

$$A_i = \frac{V_{out}/R_L}{V_{in}/Z_{in}}$$

o

$$A_i = V_{out}/V_{in} \times Z_{in}/R_L$$

Puesto que $A_v = V_{out}/V_{in}$, entonces A_i puede definirse como $A_i = A_v \times Z_{in}/R_L$.

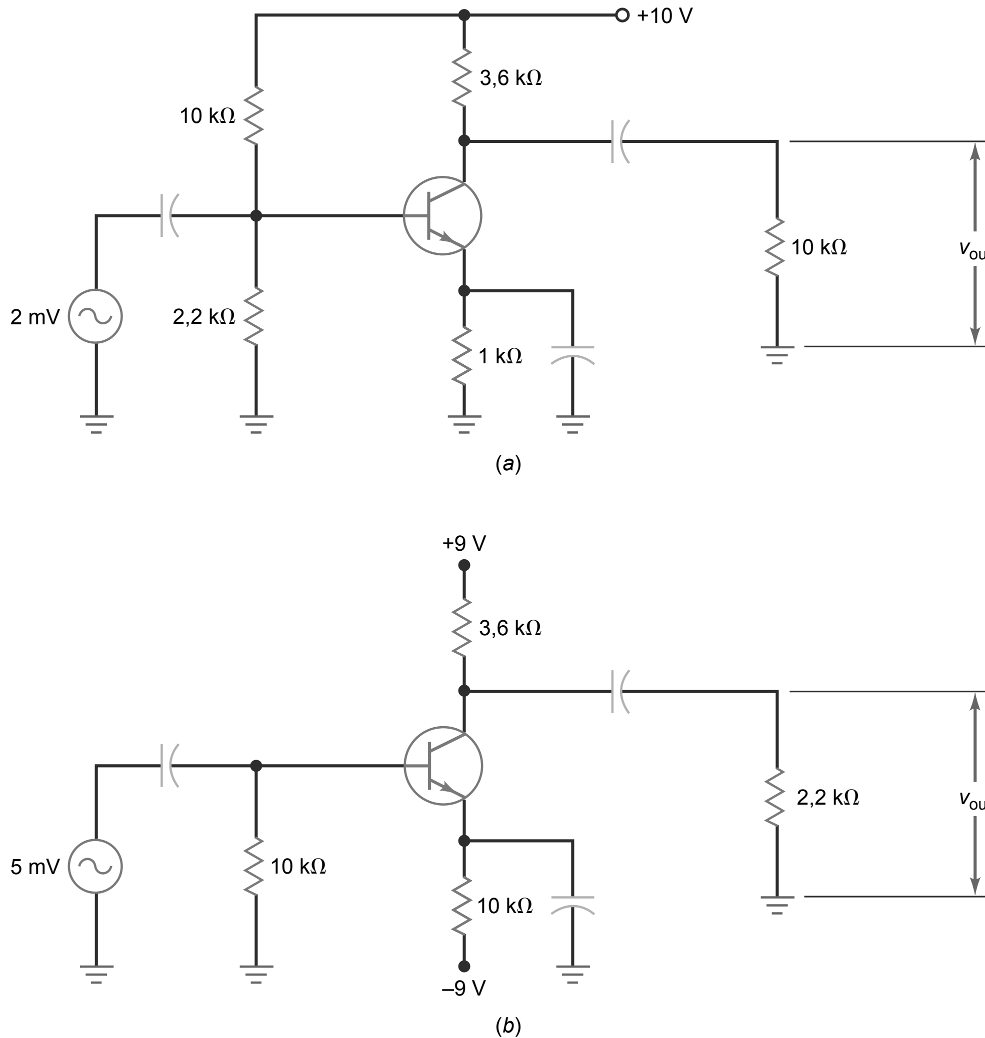
Ejemplo 10.1

¿Cuál es la ganancia de tensión en el circuito de la Figura 10.2*a*? ¿Y la tensión de salida en la resistencia de carga?

SOLUCIÓN La resistencia de colector en alterna es:

$$r_c = R_C \| R_L = (3{,}6\ \text{k}\Omega \| 10\ \text{k}\Omega) = 2{,}65\ \text{k}\Omega$$

Figura 10.2 (*a*) Ejemplo de amplificador con polarización mediante divisor de tensión. (*b*) Ejemplo de amplificador con polarización de emisor y dos alimentaciones.



En el Ejemplo 9.2 calculamos una r'_e de 22,7 Ω. Por tanto, la ganancia de tensión es:

$$A_V = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{2{,}65\,\text{k}\Omega}{22{,}7\,\Omega} = 117$$

La tensión de salida es:

$$v_{out} = A_V v_{in} = (117)(2\text{ mV}) = 234\text{ mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 10.1 En la Figura 10.2*a*, cambie el valor de R_L a 6,8 kΩ y calcule A_V.

Ejemplo 10.2

¿Cuál es la ganancia de tensión en el circuito de la Figura 10.2*b*? ¿Y la tensión de salida en la resistencia de carga?

SOLUCIÓN La resistencia de colector en alterna es:

$$r_c = R_C \parallel R_L = (3{,}6\text{ k}\Omega \parallel 2{,}2\text{ k}\Omega) = 1{,}37\text{ k}\Omega$$

La corriente continua de emisor es aproximadamente:

$$I_E = \frac{9\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} = 0{,}83\ \text{mA}$$

La resistencia en alterna del diodo de emisor es:

$$r'_e = \frac{25\ \text{mV}}{0{,}83\ \text{mA}} = 30\ \Omega$$

La ganancia de tensión es:

$$A_V = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{1{,}37\,\text{k}\Omega}{30\,\Omega} = 45{,}7$$

La tensión de salida es:

$$v_{out} = A_V v_{in} = (45{,}7)(5\ \text{mV}) = 228\ \text{mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 10.2 En la Figura 10.2*b*, cambie la resistencia de emisor R_E de 10 kΩ a 8,2 kΩ y calcule la nueva tensión de salida v_{out}.

10.2 El efecto de carga de la impedancia de entrada

Hasta el momento, hemos supuesto una fuente de tensión alterna ideal (resistencia de la fuente igual a cero). En esta sección, vamos a ver cómo la impedancia de entrada de un amplificador puede cargar la fuente de alterna, es decir, reducir la tensión alterna que aparece en el diodo de emisor.

Impedancia de entrada

En la Figura 10.3*a*, la fuente de tensión alterna v_g tiene una resistencia interna R_G (el subíndice *g* hace referencia a "generador", un sinónimo de *fuente*). Cuando el generador de alterna no es constante, parte de la tensión alterna de la fuente cae en su resistencia interna. Como resultado, la tensión alterna entre la base y tierra es menor que la ideal.

Figura 10.3 Amplificador en emisor común. (*a*) Circuito.

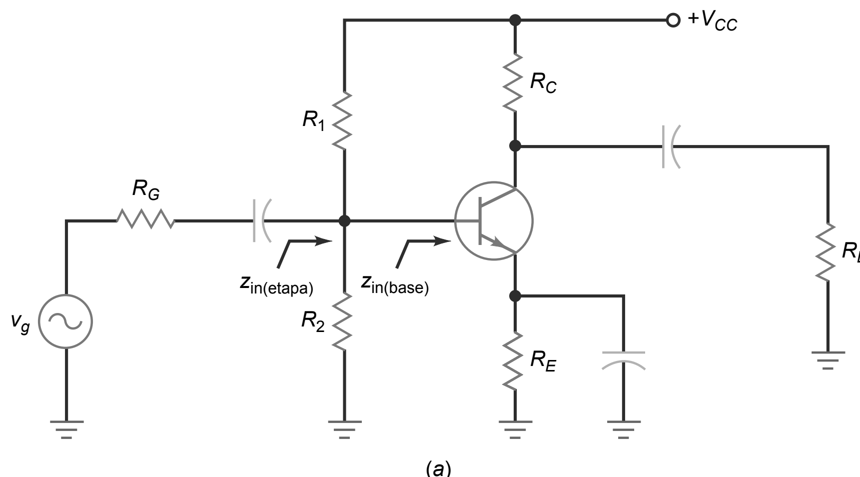
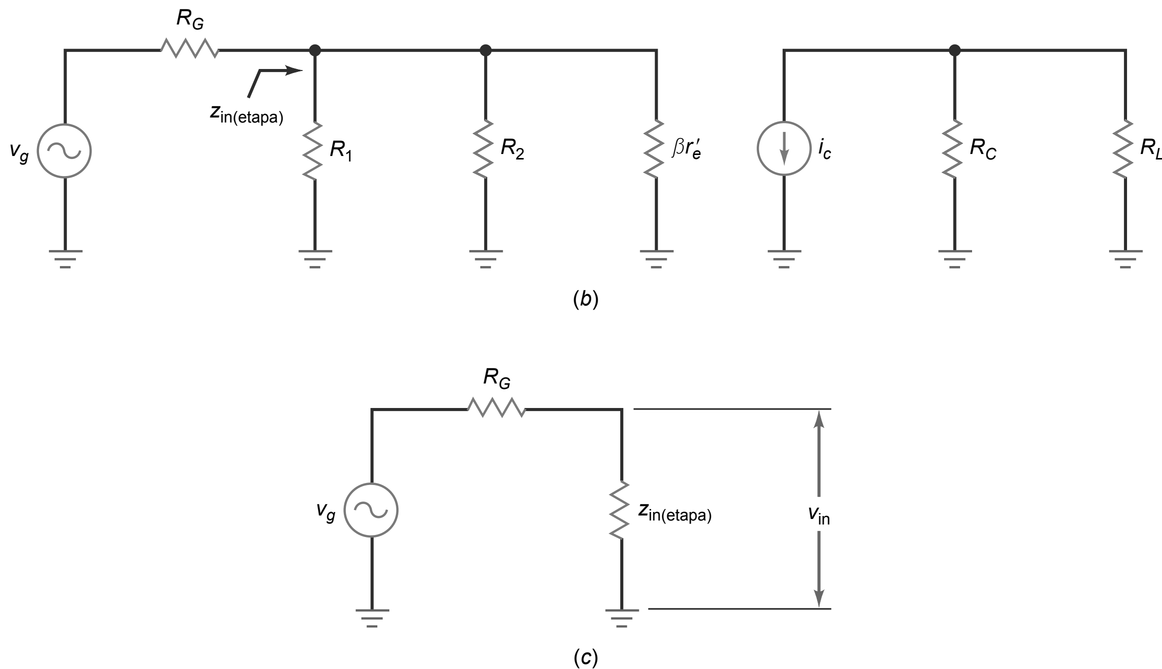


Figura 10.3 (continuación). (*b*) Circuito equivalente de alterna. (*c*) Efecto de la impedancia de entrada.



El generador de alterna tiene que excitar a la impedancia de entrada de la etapa $z_{in(etapa)}$. Esta impedancia de entrada incluye los efectos de las resistencia de polarización R_1 y R_2, en paralelo con la impedancia de entrada de la base $z_{in(base)}$. La Figura 10.3*b* ilustra esta idea. La impedancia de entrada de la etapa es igual a:

$$z_{in(etapa)} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r'_e$$

Ecuación de la tensión de entrada

Cuando el generador no es constante, la tensión alterna de entrada v_{in} de la Figura 10.3*c* es menor que v_g. Aplicando el teorema del divisor de tensión, podemos escribir:

$$\mathbf{v_{in} = \frac{z_{in(etapa)}}{R_G + z_{in(etapa)}} v_g} \qquad \textbf{(10.4)}$$

Esta ecuación es válida para cualquier amplificador. Después de calcular o estimar la impedancia de entrada de la etapa, podemos determinar cuál es la tensión de entrada. *Nota*: el generador es constante cuando R_G es menor que $0{,}01 z_{in(etapa)}$.

Ejemplo 10.3

En la Figura 10.4, el generador de alterna tiene una resistencia interna de 600 Ω. ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 10.4 si $\beta = 300$?

SOLUCIÓN He aquí las magnitudes que hemos calculado en los ejemplos anteriores: $r'_e = 22{,}7\ \Omega$ y $A_V = 117$. Utilizaremos estos valores para resolver el problema.

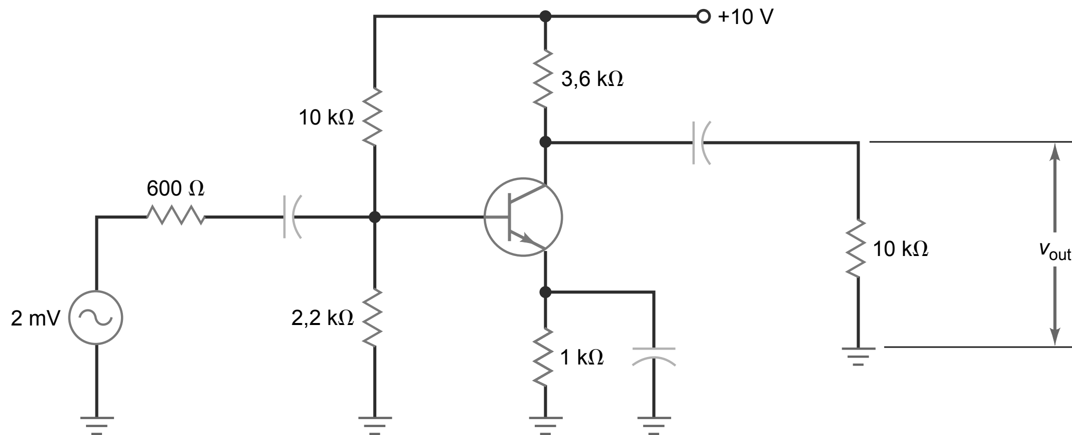
Cuando $\beta = 300$, la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in(base)} = (300)(22{,}7\ \Omega) = 6{,}8\ \text{k}\Omega$$

La impedancia de entrada de la etapa es:

$$z_{in(etapa)} = 10\ \text{k}\Omega \parallel 2{,}2\ \text{k}\Omega \parallel 6{,}8\ \text{k}\Omega = 1{,}42\ \text{k}\Omega$$

Figura 10.4 Ejemplo.



Aplicando la Ecuación (10.4), podemos calcular la tensión de entrada:

$$v_{in} = \frac{1,42\ k\Omega}{600\ \Omega + 1,42\ k\Omega}\ 2\ mV = 1,41\ mV$$

Ésta es la tensión alterna que aparece en la base del transistor, equivalente a la tensión alterna que cae en el diodo de emisor. La tensión de salida amplificada es igual a:

$$v_{out} = A_V v_{in} = (117)(1,41\ mV) = 165\ mV$$

PROBLEMA PRÁCTICO 10.3 Cambie el valor de R_G en el circuito de la Figura 10.4 a 50 Ω y obtenga la nueva tensión de salida amplificada.

Ejemplo 10.4

Repita el ejemplo anterior para $\beta = 50$.

SOLUCIÓN Cuando $\beta = 50$, la impedancia de entrada de la base disminuye a:

$$z_{in(base)} = (50)(22,7\ \Omega) = 1,14\ k\Omega$$

La impedancia de entrada de la etapa disminuye a:

$$z_{in(etapa)} = 10\ k\Omega \parallel 2,2\ k\Omega \parallel 1,14\ k\Omega = 698\ \Omega$$

Utilizando la Ecuación (10.4), podemos calcular la tensión de entrada:

$$v_{in} = \frac{698\ \Omega}{600\ \Omega + 698\ \Omega}\ 2\ mV = 1,08\ mV$$

La tensión de salida es igual a:

$$v_{out} = A_V v_{in} = (117)(1,08\ mV) = 126\ mV$$

Este ejemplo ilustra cómo la ganancia de corriente en alterna del transistor puede cambiar la tensión de salida. Cuando β disminuye, la impedancia de entrada de la base disminuye, la impedancia de entrada de la etapa disminuye, y también disminuyen la tensión de entrada y la tensión de salida.

PROBLEMA PRÁCTICO 10.4 En el circuito de la Figura 10.4, cambie el valor de β a 400 y calcule la tensión de salida.

10.3 Amplificadores multietapa

Para obtener una mayor ganancia de tensión podemos crear un **amplificador multietapa** conectando **en cascada** dos o más etapas amplificadoras. Esto quiere decir que hay que utilizar la salida de la primera etapa como entrada para la segunda. A su vez, la salida de la segunda etapa se puede emplear como entrada de la tercera etapa, y así sucesivamente.

Ganancia de tensión de la primera etapa

La Figura 10.5*a* muestra un amplificador de dos etapas. La señal de salida amplificada e invertida de la primera etapa se acopla a la base de la segunda etapa. La salida amplificada e invertida de la segunda etapa se acopla a la resistencia de carga. La señal que hay en la resistencia de carga está en fase con el generador de señal. La razón de ello es que cada etapa invierte la señal 180°. Por tanto, dos etapas invierten la señal 360°, lo que es equivalente a 0° (señales en fase).

Ganancia de tensión de la segunda etapa

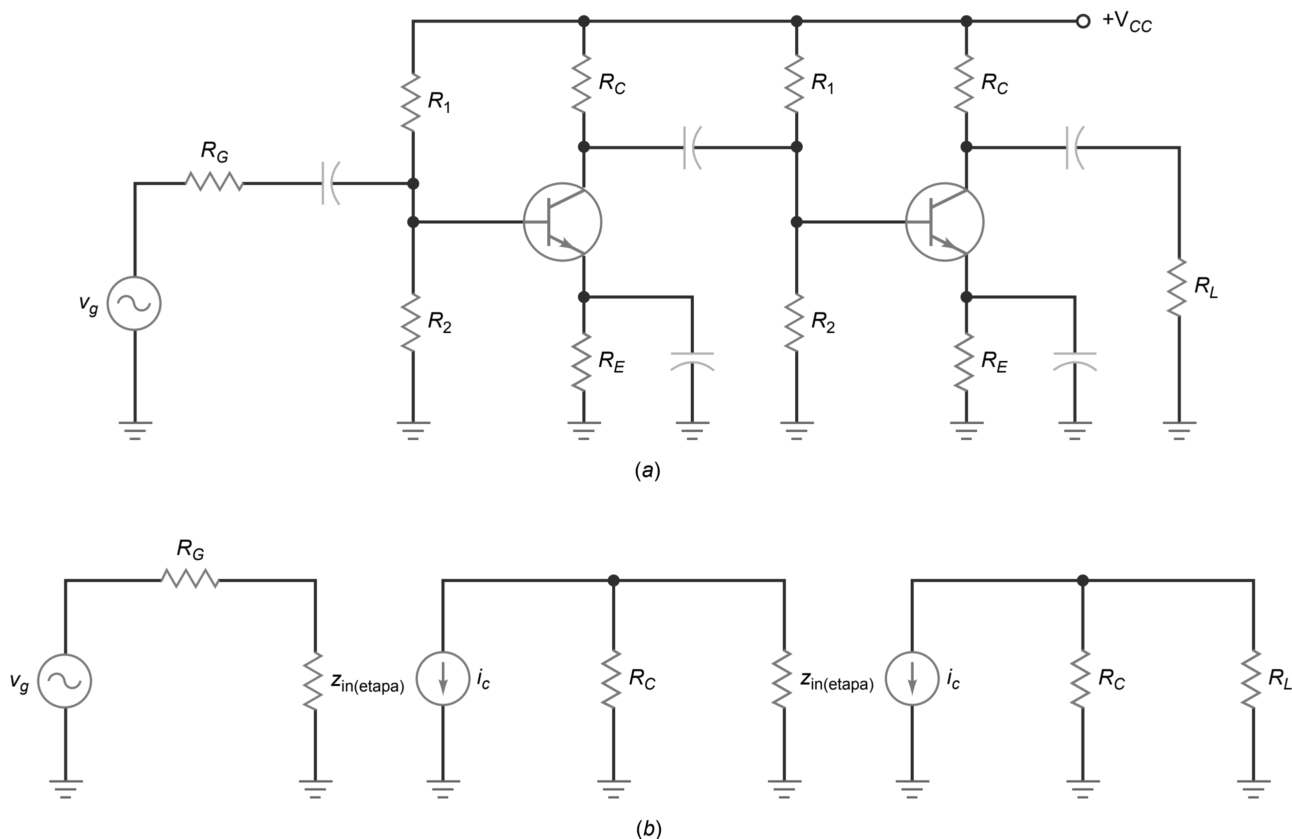
La Figura 10.5*b* muestra el circuito equivalente de alterna. Observe que la impedancia de entrada de la segunda etapa carga la primera. En otras palabras, la impedancia z_{in} de la segunda etapa está en paralelo con la resistencia R_C de la primera etapa. La resistencia de colector en alterna de la primera etapa es:

Primera etapa: $r_c = R_C \parallel z_{in(etapa)}$

La ganancia de tensión de la primera etapa es:

$$A_{V_1} = \frac{R_C \parallel z_{in(etapa)}}{r'_e}$$

Figura 10.5 (*a*) Amplificador de dos etapas. (*b*) Circuito equivalente de alterna.



Ganancia de tensión de la segunda etapa

La resistencia de colector en alterna de la segunda etapa es:

Segunda etapa: $r_c = R_C \| R_L$

y la ganancia de tensión es:

$$A_{V_2} = \frac{R_C \| R_L}{r'_e}$$

Ganancia total de tensión

La **ganancia total de tensión** del amplificador está dada por el producto de las ganancias individuales:

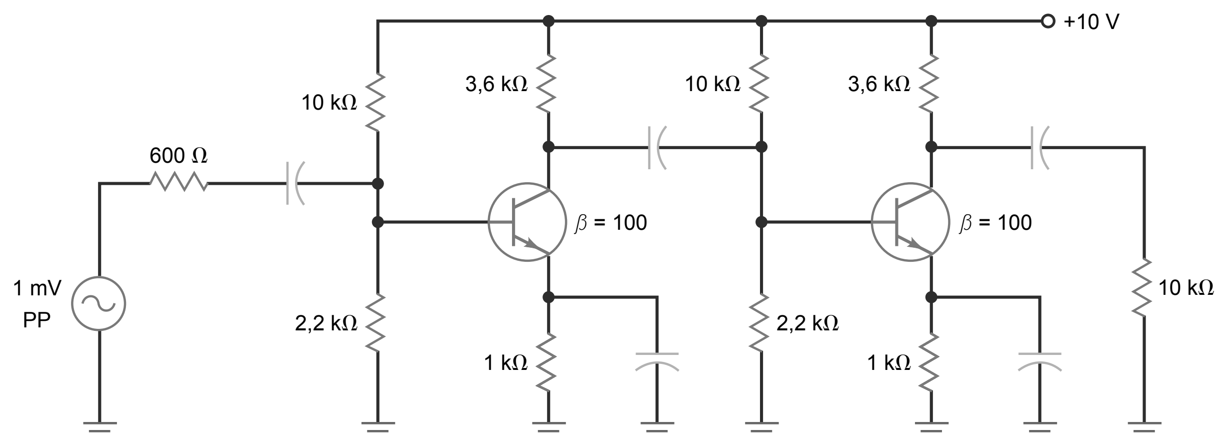
$$\mathbf{A_V = (A_{V_1})(A_{V_2})} \quad \textbf{(10.5)}$$

Por ejemplo, si cada etapa tiene una ganancia de tensión de 50, la ganancia total de tensión es 2500.

Ejemplo 10.5

¿Cuál es la tensión alterna de colector en la primera etapa del circuito de la Figura 10.6? ¿Y la tensión alterna de salida en la resistencia de carga?

Figura 10.6 Ejemplo.



SOLUCIÓN La impedancia de entrada de la primera base es:

$$z_{\text{in(base)}} = (100)(22{,}7\ \Omega) = 2{,}27\ \text{k}\Omega$$

La impedancia de entrada de la primera etapa es:

$$z_{\text{in(etapa)}} = 10\ \text{k}\Omega \| 2{,}2\ \text{k}\Omega \| 2{,}27\ \text{k}\Omega = 1\ \text{k}\Omega$$

La señal de entrada a la primera base es:

$$v_{\text{in}} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{600\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega}\ 1\ \text{mV} = 0{,}625\ \text{mV}$$

La impedancia de entrada de la segunda base es la misma que la de la primera etapa:

$$z_{\text{in(etapa)}} = 10\ \text{k}\Omega \| 2{,}2\ \text{k}\Omega \| 2{,}27\ \text{k}\Omega = 1\ \text{k}\Omega$$

Esta impedancia de entrada es la resistencia de carga de la primera etapa. En otras palabras, la resistencia de colector en alterna de la primera etapa es:

$$r_c = 3{,}6\ \text{k}\Omega \| 1\ \text{k}\Omega = 783\ \Omega$$

La ganancia de tensión de la primera etapa es:

$$A_{V_1} = \frac{783\ \Omega}{22{,}7\ \Omega} = 34{,}5$$

Por tanto, la tensión alterna de colector en la primera etapa es:

$$v_c = A_{V_1} v_{\text{in}} = (34{,}5)(0{,}625\ \text{mV}) = 21{,}6\ \text{mV}$$

La resistencia de colector en alterna de la segunda etapa es:

$$r_c = 3{,}6\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega = 2{,}65\ \text{k}\Omega$$

y la ganancia de tensión es:

$$A_{V_2} = \frac{2{,}65\ \text{k}\Omega}{22{,}7\ \Omega} = 117$$

Por tanto, la tensión alterna de salida en la resistencia de carga es:

$$v_{\text{out}} = A_{V_2} v_{b_2} = (117)(21{,}6\ \text{mV}) = 2{,}52\ \text{V}$$

Otra forma de calcular la tensión final de salida utilizando la ganancia total de tensión es:

$$A_V = (34{,}5)(117) = 4037$$

La tensión alterna de salida en la resistencia de carga es:

$$v_{\text{out}} = A_V v_{\text{in}} = (4037)(0{,}625\ \text{mV}) = 2{,}52\ \text{V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 10.5 En la Figura 10.6, cambie la resistencia de carga de la segunda etapa de 10 kΩ a 6,8 kΩ y calcule la tensión final de salida.

10.4 Amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar

La ganancia de tensión de un amplificador en emisor común varía con la corriente de reposo, las variaciones de temperatura y la sustitución del transistor, porque estas magnitudes varían r'_e y β.

Realimentación de emisor en alterna

Una forma de estabilizar la ganancia de tensión consiste en dejar parte de la resistencia de emisor sin desacoplar, como se muestra en la Figura 10.7*a*, produciendo una **realimentación de emisor en alterna**. Cuando la corriente alterna de emisor fluye a través de la resistencia de emisor sin desacoplar r_e, aparece una tensión alterna en r_e. Esto produce una *realimentación negativa* (descrita en el Capítulo 8). La tensión alterna en r_e se opone a las variaciones de la ganancia de tensión. La resistencia sin desacoplar r_e se denomina **resistencia de realimentación**, porque tiene una tensión alterna que se opone a la ganancia de tensión.

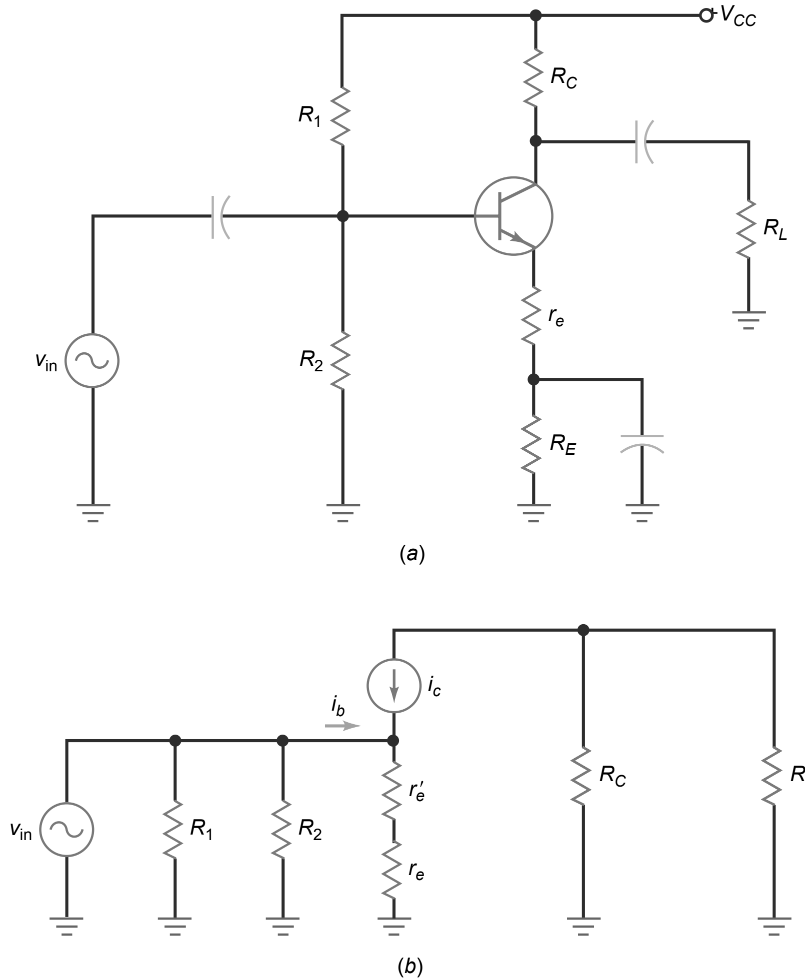
Por ejemplo, supongamos que la corriente alterna de colector aumenta porque la temperatura aumenta. Esto producirá una tensión de salida más grande, pero también producirá una caída de tensión alterna mayor en r_e. Dado que v_{be} es igual a la diferencia entre v_{in} y v_e, un aumento de v_e hará que v_{be} disminuya y, en consecuencia, la corriente alterna de colector disminuirá. Dado que se opone al incremento original de la corriente alterna de colector, tenemos una realimentación negativa.

Ganancia de tensión

La Figura 10.7*b* muestra el circuito equivalente de alterna con el modelo en T del transistor. Evidentemente, la corriente alterna de emisor debe fluir a través de r'_e y r_e. Aplicando la ley de Ohm, podemos escribir:

$$v_{\text{in}} = i_e(r_e + r'_e) = v_b$$

Figura 10.7 (*a*) Amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar. (*b*) Circuito equivalente de alterna.



En el circuito de colector, la fuente de corriente bombea una corriente alterna i_c a través de la resistencia de colector en alterna. Por tanto, la tensión alterna de salida es igual a:

$$v_{out} = i_c r_c$$

Ahora podemos dividir v_{out} entre v_{in} para obtener:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c r_c}{i_e(r_e + r_e')} = \frac{v_c}{v_b}$$

Puesto que $i_c \approx i_e$, podemos simplificar la ecuación para obtener:

$$\boldsymbol{A_V = \frac{r_c}{r_e + r_e'}} \tag{10.6}$$

Cuando r_e es mucho mayor que r_e', la ecuación anterior se simplifica como sigue:

$$\boldsymbol{A_V = \frac{r_c}{r_e}} \tag{10.7}$$

Esta expresión nos dice que la ganancia de tensión es igual a la resistencia de colector en alterna dividida entre la resistencia de realimentación. Dado que r_e' ya no aparece en la ecuación de la ganancia de tensión, quiere decir que no tiene efecto sobre la ganancia de tensión.

Esto es un ejemplo de amplificador en emisor común con resistencia de emisor sin desacoplar, en el que se hace un valor mucho mayor que otro con el fin eliminar las variaciones del segundo de ellos. En la Ecuación (10.6), un valor grande de r_e minimiza las variaciones de r_e'. El resultado es una ganancia de tensión estable, que no varía con las variaciones de la temperatura o la sustitución del transistor.

Impedancia de entrada de la base

La realimentación negativa no sólo estabiliza la ganancia de tensión, sino que también aumenta la impedancia de entrada de la base. En la Figura 10.7*b*, la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{\text{in(base)}} = \frac{v_{\text{in}}}{i_b}$$

Aplicando la ley de Ohm al diodo de emisor de la Figura 10.7*b*, podemos escribir:

$$v_{\text{in}} = i_e(r_e + r'_e)$$

Sustituimos esta ecuación en la anterior y obtenemos:

$$z_{\text{in(base)}} = \frac{v_{\text{in}}}{i_b} = \frac{i_e(r_e + r'_e)}{i_b}$$

Dado que $i_e \approx i_c$, la ecuación anterior se convierte en:

$$\mathbf{z_{in(base)} = \beta(r_e + r'_e)} \qquad \textbf{(10.8)}$$

En un **amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar,** esta expresión se simplifica como sigue:

$$\mathbf{z_{in(base)} = \beta r_e} \qquad \textbf{(10.9)}$$

Esto quiere decir que la impedancia de entrada de la base es igual a la ganancia de corriente por la resistencia de realimentación.

Menor distorsión con señales grandes

La no linealidad de la curva del diodo de emisor es el origen de la distorsión de las señales grandes. Desacoplando el diodo de emisor, reducimos el efecto que tiene sobre la ganancia de tensión. A su vez, esto reduce la distorsión que se produce cuando se trabaja con señales grandes.

Dicho de otra manera: sin la resistencia de realimentación, la ganancia de tensión es:

$$A_V = \frac{r_c}{r'_e}$$

Puesto que r'_e es sensible a la corriente, su valor varía cuando hay una señal grande. Esto significa que la ganancia de tensión varía durante el ciclo de una señal grande. En otras palabras, las variaciones de r'_e son la causa de la distorsión cuando se trabaja con señales grandes.

Sin embargo, con la resistencia de realimentación, la ganancia de tensión en este tipo de amplificador es:

$$A_V = \frac{r_c}{r_e}$$

Puesto que en esta expresión no aparece r'_e, la distorsión de señales grandes se ha eliminado. Por tanto, un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar tiene tres ventajas: estabiliza la ganancia de tensión, aumenta la impedancia de entrada de la base y reduce la distorsión de las señales grandes.

Ejemplo 10.6

¿Cuál es la tensión de salida en la resistencia de carga del ejemplo mostrado en la Figura 10.8 si $\beta = 200$? Ignore r'_e en los cálculos.

SOLUCIÓN La impedancia de entrada de la base es:

$$z_{\text{in(base)}} = \beta r_e = (200)(180\ \Omega) = 36\ \text{k}\Omega$$

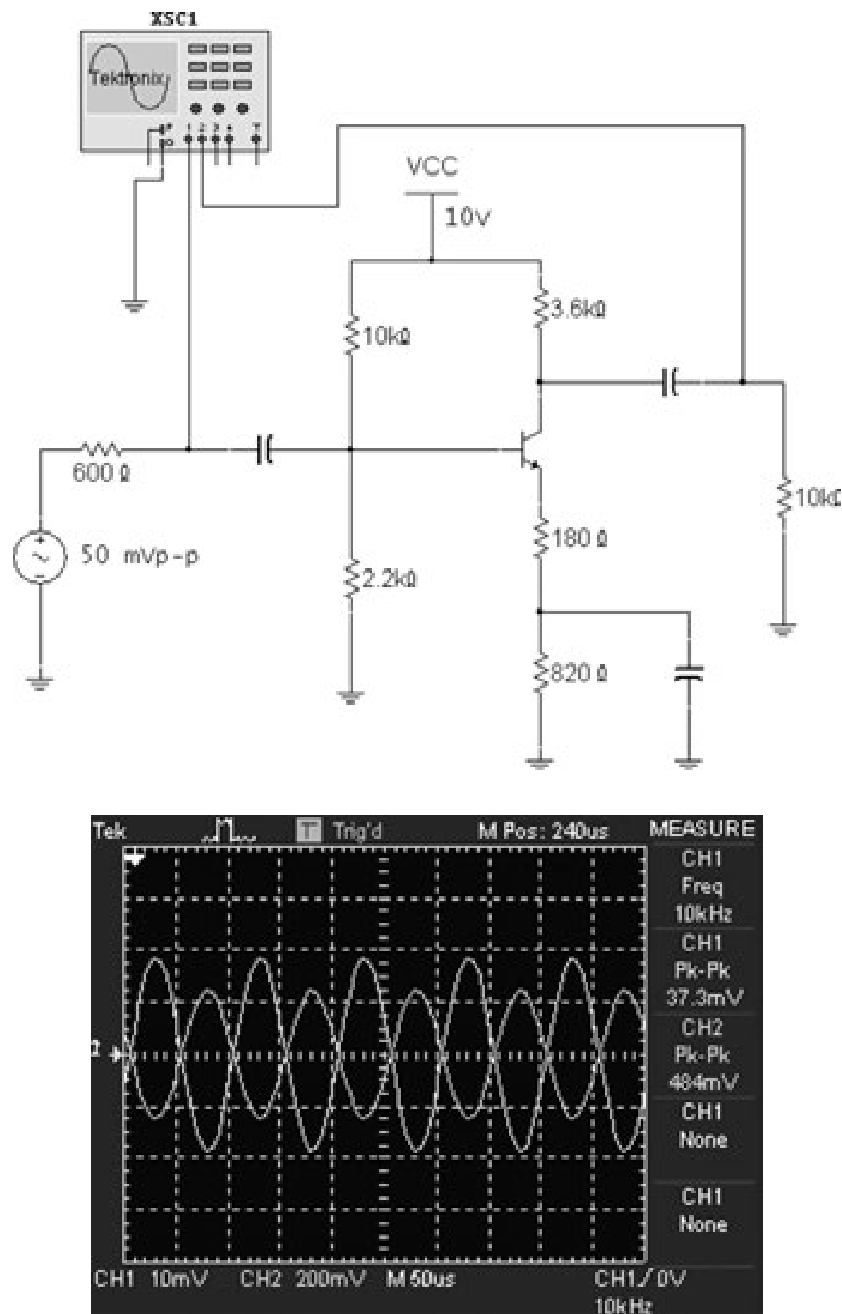
La impedancia de entrada de la etapa es:

$$z_{\text{in(etapa)}} = 10\ \text{k}\Omega \parallel 2{,}2\ \text{k}\Omega \parallel 36\ \text{k}\Omega = 1{,}71\ \text{k}\Omega$$

La tensión alterna de entrada de la base es:

$$v_{\text{in}} = \frac{1{,}71\ \text{k}\Omega}{600\ \Omega + 1{,}71\ \text{k}\Omega}\, 50\ \text{mV} = 37\ \text{mV}$$

Figura 10.8 Ejemplo de una sola etapa.



La ganancia de tensión es:

$$A_V = \frac{r_c}{r_e} = \frac{2{,}65\ \text{k}\Omega}{180\ \Omega} = 14{,}7$$

La tensión de salida es:

$$v_{out} = (14{,}7)(37\ \text{mV}) = 544\ \text{mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 10.6 En la Figura 10.8, cambie el valor de β a 300 y halle la tensión de salida en la carga de 10 kΩ .

Ejemplo 10.7

Repita el ejemplo anterior, pero incluye esta vez r'_e en los cálculos.

SOLUCIÓN La impedancia de entrada de la base es:

$$z_{\text{in(base)}} = \beta(r_e + r'_e) = (200)(180\ \Omega + 22{,}7\ \Omega) = 40{,}5\ \text{k}\Omega$$

La impedancia de entrada de la etapa es:

$$z_{\text{in(etapa)}} = 10\ \text{k}\Omega \parallel 2{,}2\ \text{k}\Omega \parallel 40{,}5\ \text{k}\Omega = 1{,}72\ \text{k}\Omega$$

la tensión alterna de entrada a la base es:

$$v_{\text{in}} = \frac{1{,}72\ \text{k}\Omega}{600\ \Omega + 1{,}72\ \text{k}\Omega}\ 50\ \text{mV} = 37\ \text{mV}$$

La ganancia de tensión es:

$$A_V = \frac{r_c}{r_e + r'_e} = \frac{2{,}65\ \text{k}\Omega}{180\ \Omega + 22{,}7\ \Omega} = 13{,}1$$

La tensión de salida es:

$$v_{\text{out}} = (13{,}1)(37\ \text{mV}) = 485\ \text{mV}$$

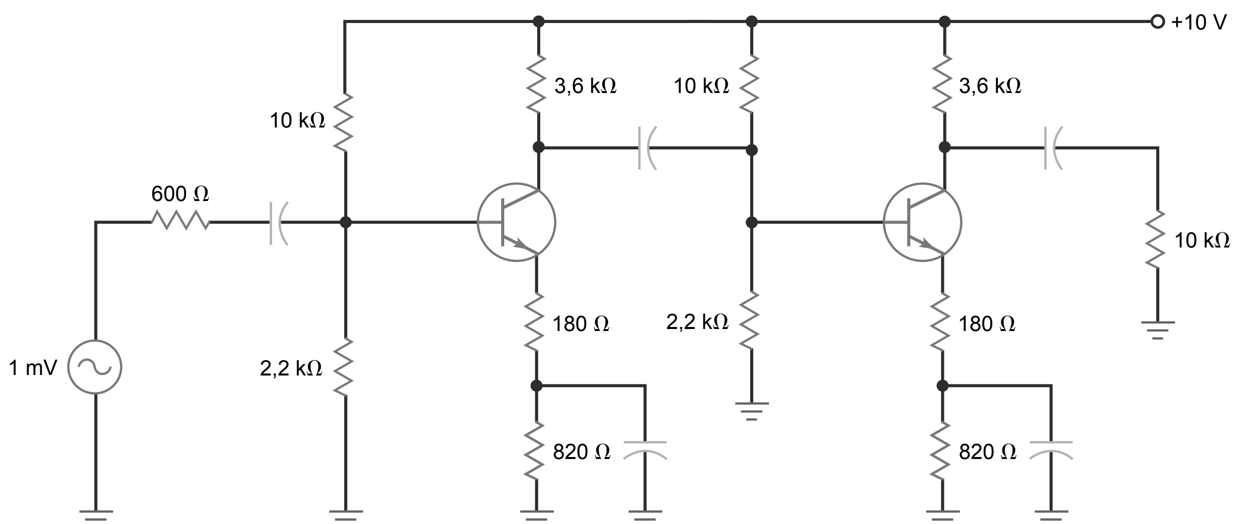
Comparando los resultados obtenidos teniendo y sin tener en cuenta r'_e en los cálculos, podemos ver que el efecto es muy pequeño en la respuesta final. Esto es lo que se espera conseguir con este tipo de amplificador A la hora de tener que localizar averías, puede suponer que el amplificador está desacoplado cuando se utiliza una resistencia de realimentación en el emisor. Si se necesita una solución más precisa, puede incluirse r'_e.

PROBLEMA PRÁCTICO 10.7 Compare el valor calculado de v_{out} con el valor medido utilizando el programa de simulación de circuitos.

Ejemplo 10.8

¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 10.9 si $\beta = 200$? Ignore r'_e en los cálculos.

Figura 10.9 Ejemplo de amplificador de dos etapas.



SOLUCIÓN En el Ejemplo 10.6, hemos calculado $z_{in(base)} = 36\ k\Omega$ y $z_{in(etapa)} = 1{,}71\ k\Omega$. La primera etapa tiene estos valores porque sus valores de circuito son los mismos que los del Ejemplo 10.6. La tensión alterna de entrada a la primera base es:

$$v_{in} = \frac{1{,}71\ k\Omega}{600\ \Omega + 1{,}71\ k\Omega}\ 1\ mV = 0{,}74\ mV$$

La impedancia de entrada de la segunda etapa es la misma que en la primera etapa: $z_{in(etapa)} = 1{,}71\ k\Omega$. Por tanto, la resistencia de colector en alterna de la primera etapa es:

$$r_c = 3{,}6\ k\Omega \parallel 1{,}71\ k\Omega = 1{,}16\ k\Omega$$

y la ganancia de tensión de la primera etapa es:

$$A_{V_1} = \frac{1{,}16\ k\Omega}{180\ \Omega} = 6{,}44$$

La tensión alterna amplificada e invertida en el primer colector y la segunda base es:

$$v_c = (6{,}44)(0{,}74\ mV) = 4{,}77\ mV$$

La segunda etapa tiene una resistencia de colector en alterna de 2,65 kΩ, que hemos calculado en el Ejemplo 10.6. Por tanto, tiene una ganancia de tensión de:

$$A_{V_2} = \frac{2{,}65\ k\Omega}{180\ \Omega} = 14{,}7$$

La tensión de salida final es igual a:

$$v_{out} = (14{,}7)(4{,}77\ mV) = 70\ mV$$

Otra forma de calcular la tensión de salida es utilizando la ganancia total de tensión:

$$A_V = (A_{V_1})(A_{V_2}) = (6{,}44)(14{,}7) = 95$$

Luego:

$$v_{out} = A_V v_{in} = (95)(0{,}74\ mV) = 70\ mV$$

10.5 Realimentación en dos etapas

Un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar es un ejemplo de circuito de realimentación de una sola etapa, que funciona razonablemente para estabilizar la ganancia de tensión, aumentar la impedancia de entrada y reducir la distorsión. La **realimentación en dos etapas** funciona incluso mejor.

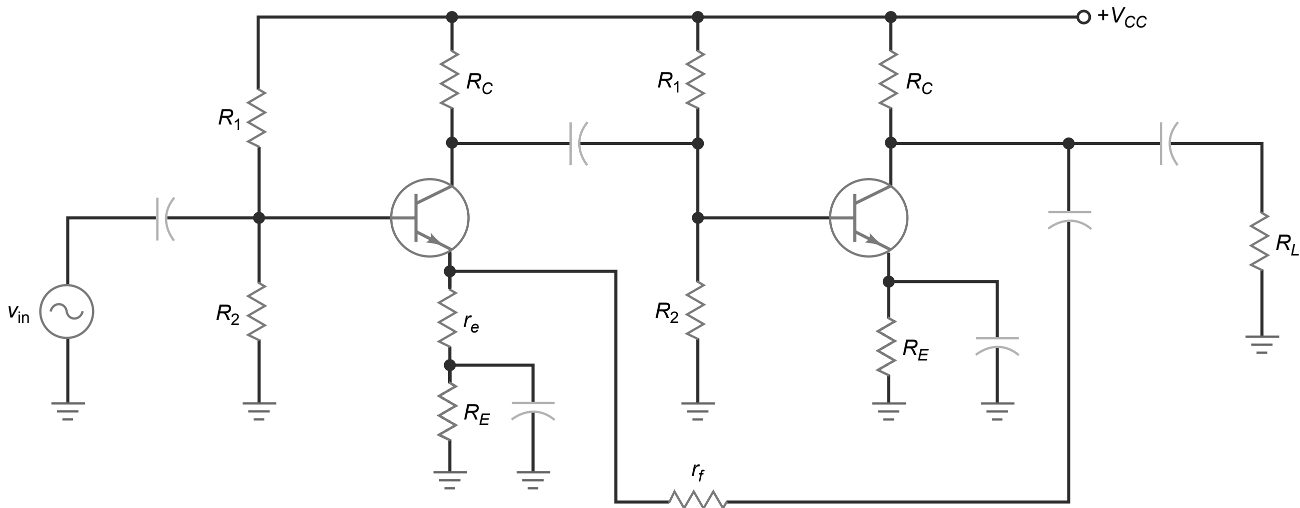
Idea básica

La Figura 10.10 muestra un amplificador de dos etapas con realimentación. La primera etapa tiene una resistencia de emisor sin desacoplar r_e. La segunda es una etapa en emisor común con el emisor conectado a tierra de alterna, con el fin de producir la máxima ganancia de esta etapa. La señal de salida se acopla de nuevo a través de una resistencia de realimentación r_f al emisor de la primera. Gracias al divisor de tensión, la tensión alterna entre el primer emisor y tierra es:

$$v_e = \frac{r_e}{r_f + r_e}\, v_{out}$$

La idea clave en la que se basa el funcionamiento de la realimentación en dos etapas es la siguiente: suponemos que un incremento de la temperatura hace que la tensión de salida aumente. Puesto que parte de la tensión de salida se aplica al emisor de la primera etapa, v_e aumenta. Esto hace que disminuyan v_{be} y v_c en la primera etapa y también v_{out}. Por el contrario, si la tensión de salida disminuye, v_{be} y v_{out} aumentan.

Figura 10.10 Amplificador de dos etapas con realimentación.



En cualquier caso, cualquier variación en la tensión de salida se realimenta y la variación amplificada se opone a la variación original. El efecto global es que la tensión de salida variará mucho menos que si no hubiera realimentación negativa.

Ganancia de tensión

En un amplificador de dos etapas con realimentación bien diseñado, la ganancia de tensión viene dada por esta derivación:

$$\boldsymbol{A_V = \frac{r_f}{r_e} + 1} \tag{10.10}$$

En la mayoría de los diseños, el primer término de esta ecuación es mucho mayor que 1, por lo que la ecuación se puede simplificar como sigue:

$$A_V = \frac{r_f}{r_e}$$

Cuando estudiemos los amplificadores operacionales, analizaremos en detalle la realimentación negativa. Por el momento, vamos a ver qué entendemos por *amplificador realimentado bien diseñado.*

Lo importante en la Ecuación (10.10) es: la ganancia de tensión sólo depende de las resistencias externas r_f y r_e. Dado que estas resistencias tienen un valor fijo, la ganancia de tensión es constante.

Ejemplo 10.9

En el circuito de la Figura 10.11 se utiliza una resistencia variable, que puede tomar valores entre 0 y 10 kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión mínima del amplificador de dos etapas? ¿Y la máxima?

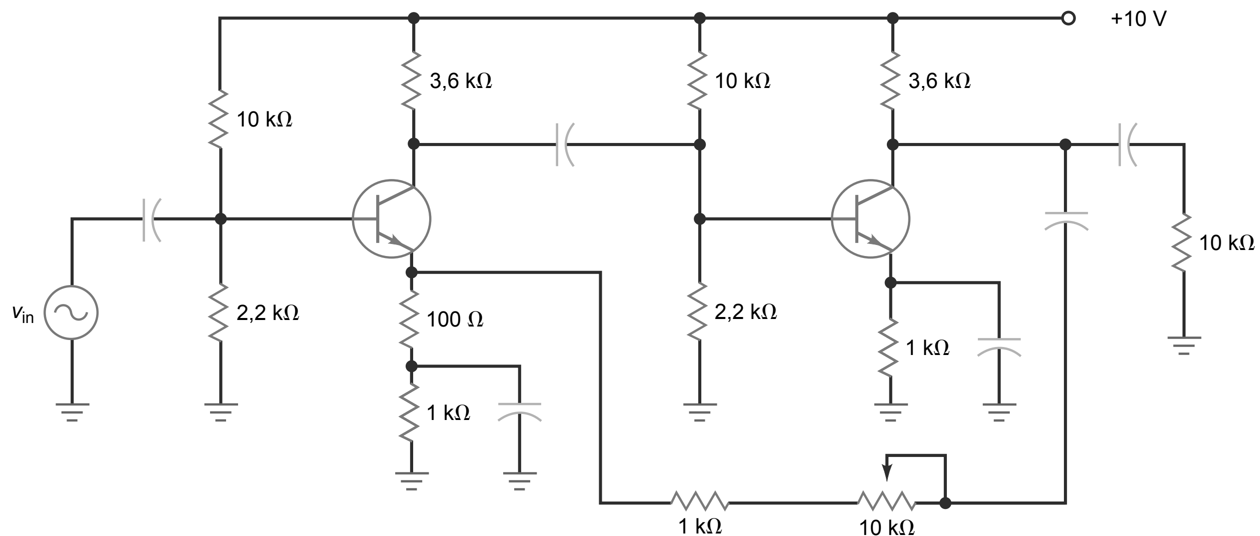
SOLUCIÓN La resistencia de realimentación r_f es la suma de 1 kΩ y la resistencia ajustable. La ganancia de tensión mínima se obtiene cuando la resistencia variable es cero:

$$A_V = \frac{r_f}{r_e} = \frac{1\ \text{k}\Omega}{100\ \Omega} = 10$$

La ganancia de tensión máxima se obtiene cuando la resistencia variable toma el valor de 10 kΩ:

$$A_V = \frac{r_f}{r_e} = \frac{11\ \text{k}\Omega}{100\ \Omega} = 110$$

Figura 10.11 Ejemplo de dos etapas con realimentación.



PROBLEMA PRÁCTICO 10.9 En la Figura 10.11, ¿qué valor de la resistencia variable es necesario para obtener una ganancia de tensión de 50?

Ejemplo 10.10

¿Cómo podría modificarse el circuito de la Figura 10.11 para utilizarlo como un preamplificador de un micrófono portátil?

SOLUCIÓN La fuente de alimentación continua de 10 V podría reemplazarse por una batería de 9 V y un interruptor de encendido/apagado. Debe conectarse un conector de micrófono del tamaño apropiado entre el condensador de acoplo de entrada del preamplificador y tierra. Idealmente, el micrófono debería tener una impedancia dinámica baja. Si se emplea un micrófono de electret, habrá que alimentarlo a partir de la batería de 9V a través de una resistencia serie. Para conseguir una buena respuesta a bajas frecuencias, los condensadores de acoplo y desacoplo tienen que tener reactancias capacitivas bajas. Puede emplearse un valor de 47μF para los condensadores de acoplo y de 100 μF para los condensadores de desacoplo. La car ga de salida de 10 k Ω se puede cambiar por un potenciómetro de 10 kΩ para variar el nivel de salida. Si se necesita más ganancia de tensión, tendrá que cambiarse el potenciómetro de realimentación de 10 k Ω por otro más grande. La salida podrá excitar las entradas de línea/CD/aux/cinta de un amplificador estéreo doméstico. Compruebe las especificaciones de su sistema para ver la entrada apropiada. Colocando todos los componentes en una pequeña caja metálica y utilizando cables apantallados se reducirá el ruido externo y las interferencias.

10.6 Detección de averías

Cuando un amplificador de una o dos etapas no funciona, un técnico de reparaciones puede empezar midiendo las tensiones de continua, incluyendo las fuentes de alimentación de continua. Estas tensiones pueden estimarse mentalmente como se ha explicado anteriormente y medirse después para ver si son correctas. Si las tensiones continuas son muy diferentes de las tensiones estimadas, dentro de las posibles averías se incluyen resistencias en circuito abierto (quemadas), resistencias cortocircuitadas (puentes de soldadura), cableado incorrecto, condensadores cortocircuitados y fallos en los transistores. Un cortocircuito en un condensador de acoplo o de desacoplo cambiará el circuito equivalente de continua, lo que significa que dará tensiones continuas radicalmente diferentes de los valores normales.

Si todas las tensiones continuas medidas son correctas, se continúa con la detección de averías considerando que puede haber algo erróneo en el circuito equivalente de alterna. Si hay una tensión del generador pero no hay

tensión alterna de base, puede haber algún circuito abierto entre el generador y la base. Quizá un cable de conexión no está en su sitio o quizá el condensador de acoplo de entrada está en abierto. De forma similar, si no hay tensión final de salida pero hay tensión alterna de colector, el condensador de acoplo de salida puede estar en circuito abierto o puede faltar una conexión.

Normalmente, no hay tensión de alterna entre el emisor y tierra cuando el emisor está conectado a tierra de alterna. Cuando un amplificador no está funcionando adecuadamente, una de las cosas que comprueba el técnico de reparaciones con el osciloscopio es la tensión de emisor. Si existe tensión alterna en un emisor desacoplado, quiere decir que el condensador de desacoplo no está funcionando.

Por ejemplo, un condensador de desacoplo en abierto indica que el emisor ya no está conectado a tierra de alterna. Por esta razón, la corriente alterna de emisor fluye a través de R_E en lugar de a través del condensador de desacoplo. Esto produce una tensión alterna de emisor que puede verse con el osciloscopio. Por tanto, si ve una tensión alterna de emisor comparable en tamaño a la tensión alterna de base, compruebe el condensador de desacoplo del emisor. Puede ser defectuoso o no estar conectado correctamente.

En condiciones normales, la línea de alimentación es un punto de tierra de alterna debido al condensador del filtro de la fuente de alimentación. Si el condensador de filtro es defectuoso, el rizado se hace muy grande. Este rizado no deseado llega a la base a través del divisor de tensión. A continuación, se amplifica igual que la señal del generador. Este rizado amplificado producirá un zumbido de 60 o 120 Hz cuando el amplificador se conecte a un altavoz. Por tanto, si escucha un zumbido excesivo procedente de un altavoz, uno de los principales sospechosos será un condensador del filtro en circuito abierto de la fuente de alimentación.

Cuando el amplificador consta de una o dos etapas, es mejor aislar primero la etapa defectuosa utilizando técnicas de trazado o inyección de señales. Por ejemplo, si el amplificador consta de cuatro etapas, divídalo por la mitad midiendo o inyectando una señal en la salida de la segunda etapa. De este modo, podrá determinar si el problema se encuentra antes o después de este punto del circuito. Dependiendo del resultado del primer paso, desplace el siguiente punto para detectar el problema al punto intermedio de la mitad defectuosa. Este método de dividir por la mitad puede aislar rápidamente una etapa defectuosa.

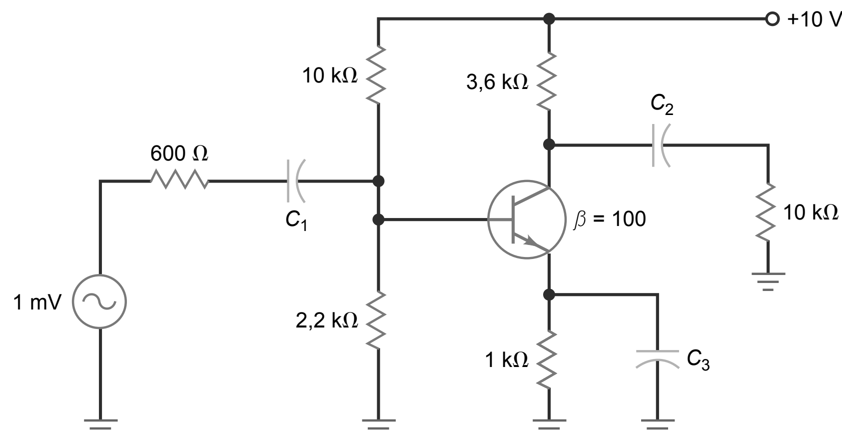
Ejemplo 10.11

El amplificador en emisor común de la Figura 10.12 tiene una tensión alterna en la caga de cero. Si la tensión continua de colector es de 6 V y la tensión alterna de colector es 70 mV, ¿cuál es la avería?

SOLUCIÓN Puesto que las tensiones continua y alterna de colector son normales, sólo hay dos componentes que pueden estar averíados: C_2 o R_L. Si responde a las cuatro preguntas siguientes referentes a estos componentes, podrá localizar la avería.

¿Qué ocurre si C_2 está cortocircuitado?
¿Qué ocurre si C_2 está en circuito abierto?
¿Qué ocurre si R_L está cortocircuitada?
¿Qué ocurre si R_L está en circuito abierto?

Figura 10.12 Ejemplo de detección de averías.



Las respuestas son:

Si C_2 está cortocircuitado, la tensión continua de colector disminuye de forma significativa.
Si C_2 está en circuito abierto se rompe el camino de alterna, pero las tensiones continua y alterna de colector no varían.
Si R_L está cortocircuitada, la tensión alterna de colector desaparece.
Una R_L en circuito abierto aumenta de forma significativa la tensión alterna de colector.

La avería es que C_2 está en circuito abierto. En sus primeras experiencias en la detección de averías, tendrá que plantearse este tipo de preguntas para aislar el problema. Una vez que haya adquirido algo de experiencia, el proceso completo será automático. Un técnico de reparaciones experto encontrará este tipo de avería de forma casi instantánea.

Ejemplo 10.12

El amplificador en emisor común de la Figura 10.12 tiene una tensión alterna de emisor de 0,75 mV y una tensión alterna de colector de 2 mV. ¿Cuál es la avería?

SOLUCIÓN Puesto que la detección de averías es un arte, debe plantearse preguntas como las del ejemplo anterior, "¿qué ocurre si...?", para ayudarse a encontrar la avería. Si todavía no ha localizado el problema, empiece planteándose estas preguntas para cada uno de los componentes. Ahora continúe leyendo.

Independientemente del componente que elija, no llegará a una respuesta que se corresponda con los síntomas que hemos detectado hasta que se haga estas preguntas:

¿Qué ocurre si C_3 está cortocircuitado?
¿Qué ocurre si C_3 está en circuito abierto?

Que C_3 esté cortocircuitado no produce los síntomas que buscamos, pero sí lo hace C_3 en circuito abierto. ¿Por qué? Porque si C_3 está en circuito abierto, la impedancia de entrada de la base es mucho más grande y la tensión alterna de base aumenta de 0,625 a 0,75 mV. Dado que el emisor ya no está conectado a la tierra de alterna, prácticamente estos 0,75 mV aparecen en el emisor. Como la ganancia de tensión del amplificador es de 2,65, la tensión alterna de colector es aproximadamente de 2 mV.

PROBLEMA PRÁCTICO 10.12 En el amplificador en emisor común de la Figura 10.12, ¿qué ocurriría con las tensiones continua y alterna del transistor si el diodo base-emisor del transistor estuviera en circuito abierto?

Resumen

SEC. 10.1 GANANCIA DE TENSIÓN

La ganancia de tensión de un amplificador en emisor común es igual a la resistencia de colector en alterna dividida entre la resistencia en alterna del diodo de emisor.

SEC. 10.2 EL EFECTO DE CARGA DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA

La impedancia de entrada de la etapa incluye las resistencias de polarización y la impedancia de entrada de la base. Cuando la fuente no es constante comparada con esta impedancia de entrada, la tensión de entrada es menor que la tensión de la fuente.

SEC. 10.3 AMPLIFICADORES MULTIETAPA

La ganancia total de tensión es igual al producto de las ganancias de tensión individuales. La impedancia de entrada de la segunda etapa es la resistencia de carga de la primera etapa. Dos etapas en emisor común producen una señal amplificada y en fase.

SEC. 10.4 AMPLIFICADOR CON RESISTENCIA DE EMISOR SIN DESACOPLAR

Dejando parte de la resistencia de emisor sin desacoplar, obtenemos una realimentación negativa. Esto estabiliza la ganancia de tensión, aumenta la impedancia de entrada y reduce la distorsión en señales grandes.

SEC. 10.5 REALIMENTACIÓN EN DOS ETAPAS

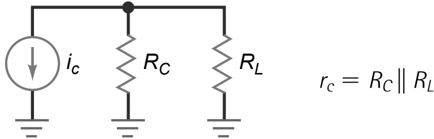
Podemos realimentar la tensión de salida del colector de la segunda etapa al emisor de la primera a través de un divisor de tensión. Esto produce una realimentación negativa que estabiliza la ganancia de tensión del amplificador de dos etapas.

SEC. 10.6 DETECCIÓN DE AVERÍAS

Cuando se trabaja con amplificadores de una o dos etapas, se empieza por medir los valores de continua. Si así no se aísla el problema, debe continuarse con las medidas de alterna hasta localizar la avería.

Definición

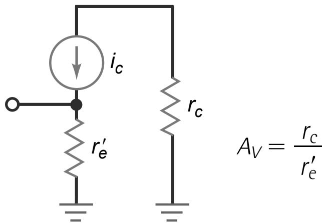
(10.2) Resistencia de colector en alterna:



$$r_c = R_C \| R_L$$

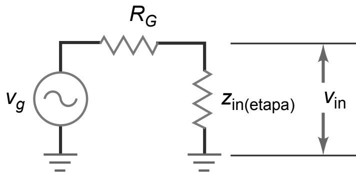
Derivaciones

(10.3) Ganancia de tensión en emisor común:



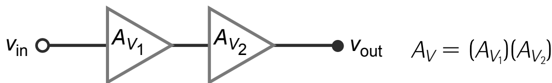
$$A_V = \frac{r_c}{r'_e}$$

(10.4) Efecto de carga:



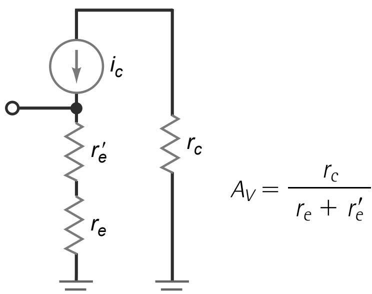
$$v_{in} = \frac{z_{in(etapa)}}{R_G + z_{in(etapa)}} v_g$$

(10.5) Ganancia de tensión de dos etapas:



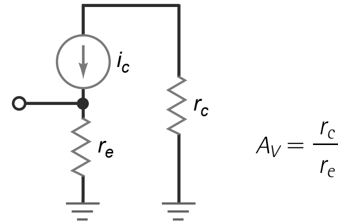
$$A_V = (A_{V_1})(A_{V_2})$$

(10.6) Realimentación de una sola etapa:



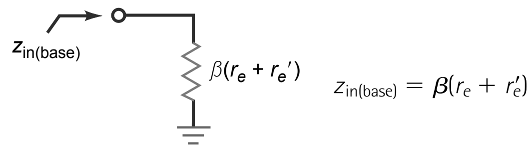
$$A_V = \frac{r_c}{r_e + r'_e}$$

(10.7) Amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar:



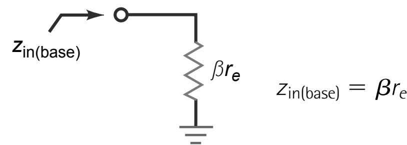
$$A_V = \frac{r_c}{r_e}$$

(10.8) Impedancia de entrada:



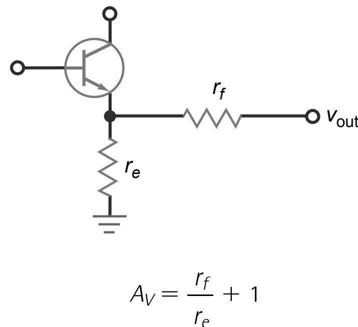
$$z_{in(base)} = \beta(r_e + r'_e)$$

(10.9) Impedancia de entrada sin desacoplar:



$$z_{in(base)} = \beta r_e$$

(10.10) Ganancia con realimentación en dos etapas:



$$A_V = \frac{r_f}{r_e} + 1$$

Cuestiones

1. El emisor está conectado a tierra de alterna en
a. una etapa en base común
b. una etapa en colector común
c. una etapa en emisor común
d. Ninguna de las anteriores

2. La tensión de salida de una etapa en emisor común desacoplada normalmente es
a. constante
b. dependiente de r'_e
c. pequeña
d. menor que uno

3. La ganancia de tensión es igual a la tensión de salida dividida entre
a. la tensión de entrada
b. la resistencia de emisor en alterna
c. la resistencia de colector en alterna
d. la tensión del generador

4. La impedancia de entrada de la base disminuye cuando
a. β aumenta
b. la tensión de alimentación aumenta
c. β disminuye
d. la resistencia de colector en alterna aumenta

5. La ganancia de tensión es directamente proporcional a
a. β
b. r'_e
c. la tensión continua de colector
d. la resistencia de colector en alterna

6. Comparada con la resistencia en alterna del diodo de emisor, la resistencia de realimentación de un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar debe ser
a. más pequeña
b. igual
c. más grande
d. cero

7. Comparada con la etapa en emisor común, un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar tiene una impedancia de entrada que es
a. más pequeña
b. igual
c. más grande
d. cero

8. Para reducir la distorsión de una señal amplificada, se puede aumentar la
a. resistencia de colector
b. la resistencia de realimentación del emisor
c. la resistencia del generador
d. la resistencia de carga

9. El emisor de un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar
a. está conectado a tierra
b. no tiene tensión continua
c. tiene tensión alterna
d. no tiene tensión alterna

10. Un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar utiliza
a. polarización de base
b. realimentación positiva
c. realimentación negativa
d. un emisor conectado a tierra

11. En un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar, los efectos del diodo de emisor
a. son importantes para la ganancia de tensión
b. son críticos para la impedancia de entrada
c. son significativos en el análisis
d. no son importantes

12. La resistencia de realimentación
a. aumenta la ganancia de tensión
b. reduce la distorsión
c. disminuye la resistencia de colector
d. disminuye la impedancia de entrada

13. La resistencia de realimentación
a. estabiliza la ganancia de tensión
b. aumenta la distorsión
c. aumenta la resistencia de colector
d. disminuye la impedancia de entrada

14. La resistencia de colector en alterna de la primera etapa incluye
a. la resistencia de carga
b. la impedancia de entrada de la primera etapa
c. la resistencia de emisor de la primera etapa
d. la impedancia de entrada de la segunda etapa

15. Si el condensador de desacoplo de emisor está en circuito abierto, la tensión alterna de salida
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

16. Si el condensador de desacoplo de emisor está cortocircuitado, la tensión continua de base
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

17. Si la resistencia de colector está cortocircuitada, la tensión alterna de salida
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

18. Si la resistencia de carga está en circuito abierto, la tensión alterna de salida
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

19. Si cualquier condensador está abierto, la tensión alterna de salida
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

20. Si el condensador de acoplo de entrada está en circuito abierto, la tensión alterna de entrada
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

21. Si el condensador de desacoplo está en circuito abierto, la tensión alterna de entrada en la base
a. disminuye
b. aumenta

c. no varía
d. es igual a cero

22. Si el condensador de acoplo de salida está en circuito abierto, la tensión alterna de entrada
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

23. Si la resistencia de emisor está en circuito abierto, la tensión alterna de entrada en la base
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

24. Si la resistencia de colector está en circuito abierto, la tensión alterna de entrada en la base
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es aproximadamente igual a cero

25. Si el condensador de desacoplo de emisor está cortocircuitado, la tensión alterna de entrada en la base
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

26. Si la impedancia de entrada de la segunda etapa disminuye, la ganancia de tensión de la primera etapa
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

27. Si el diodo base-emisor de la segunda etapa está en circuito abierto, la ganancia de tensión de la primera etapa
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. es igual a cero

28. Si la resistencia de carga de la segunda etapa está en circuito abierto, la ganancia de tensión de la primera etapa
a. disminuye
c. no varía
b. aumenta
d. es igual a cero

Problemas

SEC. 10.1 GANANCIA DE TENSIÓN

10.1 La tensión alterna de la fuente de la Figura 10.13 se duplica. ¿Cuál será la tensión de salida?

10.2 Si la resistencia de carga se reduce a la mitad en el circuito de la Figura 10.13, ¿cuál será la ganancia de tensión?

10.3 En el circuito de la Figura 10.13, la tensión de alimentación se aumenta a +15 V. ¿Cuál será la tensión de salida?

SEC. 10.2 EL EFECTO DE CARGA DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA

10.4 La tensión de alimentación del circuito de la Figura 10.14 se aumenta a +15 V. ¿Cuál será la tensión de salida?

10.5 Si la resistencia de emisor se duplica en el circuito de la Figura 10.14, ¿cuál será la tensión de salida?

10.6 Si la resistencia del generador del circuito de la Figura 10.14 se reduce a la mitad, ¿cuál será la tensión de salida?

SEC. 10.3 AMPLIFICADORES MULTIETAPA

10.7 En la Figura 10.15, ¿cuál es la tensión alterna en la base de la primera etapa? ¿Y en la base de la segunda etapa? ¿y en la resistencia de carga?

10.8 Si en el circuito de la Figura 10.15 la tensión de alimentación se aumenta a +12 V, ¿cuál es la tensión de salida?

10.9 Si $\beta = 300$ en el circuito de la Figura 10.15, ¿cuál es la tensión de salida?

Figura 10.13

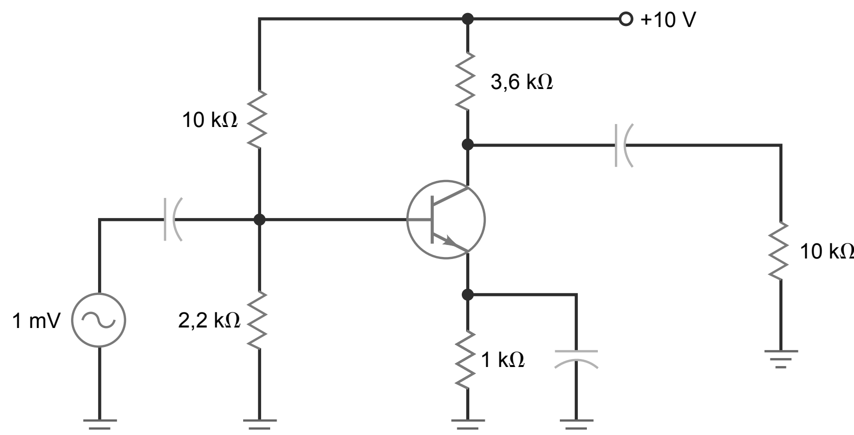


Figura 10.14

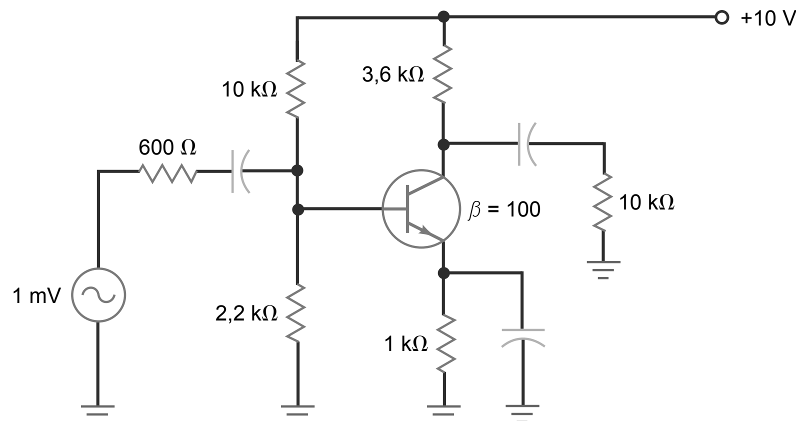
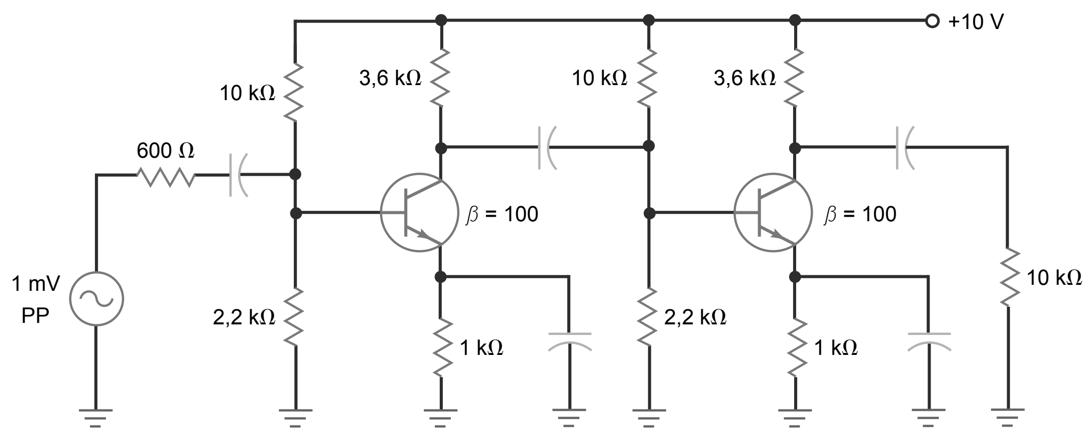


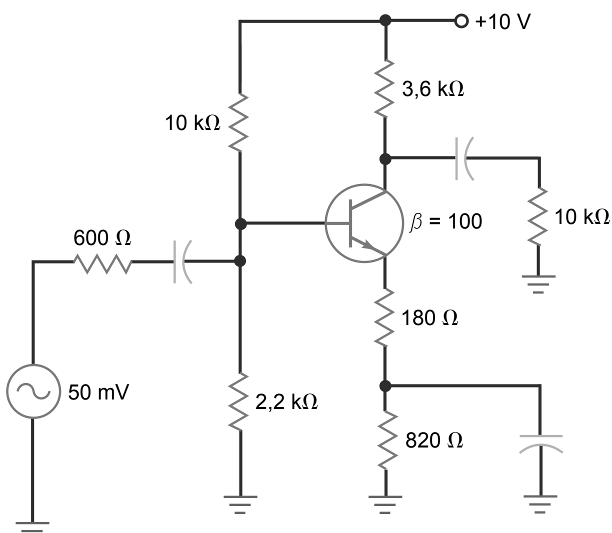
Figura 10.15



SEC. 10.4 AMPLIFICADOR CON RESISTENCIA DE EMISOR SIN DESACOPLAR

10.10 La tensión del generador de la Figura 10.16 se reduce a la mitad. ¿Cuál será la tensión de salida? Ignore r'_e.

Figura 10.16



10.11 Si la resistencia del generador del circuito de la Figura 10.16 es 50 Ω, ¿cuál será la tensión de salida?

10.12 La resistencia de carga del circuito de la Figura 10.16 se reduce a 3,6 kΩ. ¿Cuál será la ganancia de tensión?

10.13 La tensión de alimentación en el circuito de la Figura 10.16 se triplica. ¿Cuál será la ganancia de tensión?

SEC. 10.5 REALIMENTACIÓN DE DOS ETAPAS

10.14 Un amplificador con realimentación como el de la Figura 10.10 tiene $r_f = 5$ kΩ y $r_e = 50$ Ω. ¿Cuál será la ganancia de tensión?

10.15 En un amplificador con realimentación como el de la Figura 10.11, $r_e = 125$ Ω. Si desea conseguir una ganancia de tensión de 100, ¿qué valor deberá tener r_f?

SEC. 10.6 DETECCIÓN DE AVERÍAS

10.16 En la Figura 10.15, el condensador de desacoplo de emisor de la primera etapa está en circuito abierto. ¿Qué ocurrirá con las tensiones continuas de la primera etapa? ¿Y con la tensión alterna de entrada de la segunda etapa? ¿Y con la tensión final de salida?

10.17 En la Figura 10.15 no hay tensión alterna en la carga. La tensión alterna de entrada en la segunda etapa son unos 20 mV. Enumere algunas de las posibles averías.

Pensamiento crítico

10.18 En el circuito de la Figura 10.13 se duplican todas las resistencias. ¿Cuál será la ganancia de tensión?

10.19 Si en el circuito de la Figura 10.14 se duplican todas las resistencias, ¿cuál será la tensión de salida?

10.20 En el circuito de la Figura 10.15 se duplican todas las resistencias. ¿Cuál será la tensión de salida?

10.21 Si en el circuito de la Figura 10.15 se desconecta la resistencia de carga, ¿ cuál será la resistencia de Thevenin de la segunda etapa?

Detección de averías

Utilice la Figura 10.17 para los siguientes problemas:

10.22 Localice las averías 1 a 4.

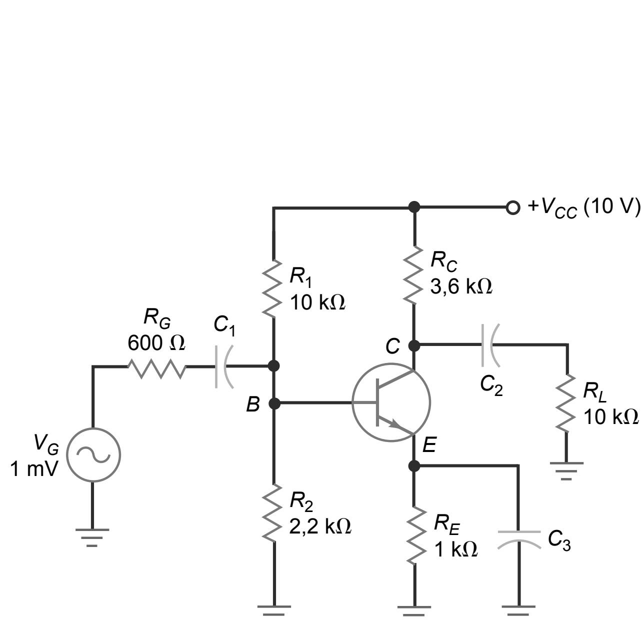
10.23 Localice las averías 5 a 8.

10.24 Localice las averías 9 a 12.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un amplificador con polarización mediante divisor de tensión. A continuación, dígame cómo funciona. Incluya en sus explicaciones la ganancia de tensión y la impedancia de entrada.
2. Dibuje un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar. ¿Cuál es su ganancia de tensión y su impedancia de entrada? ¿Por qué estabiliza la ganancia de tensión?
3. En un amplificador multietapa, ¿qué efecto tiene la impedancia de entrada de una etapa sobre la etapa anterior? ¿Cuál es el efecto de una variación de β?
4. ¿Cuáles son las tres mejoras que introduce la realimentación negativa en un amplificador?
5. Se desea que un circuito como el de la Figura 10.12 funciones hasta 0 Hz. ¿qué cambios tendría que realizar?
6. ¿Qué efecto tiene una resistencia sin desacoplar de emisor sobre la ganancia de tensión?
7. ¿Qué características son deseables en un amplificador de audio? ¿Por qué?
8. ¿Qué es una resistencia de emisor sin desacoplar? ¿Para qué sirve?
9. Si no se proporciona ningún valor de β, ¿qué valor razonable puede suponer un técnico?
10. Explíqueme la utilidad de los condensadores en los amplificadores de tensión multietapa.
11. ¿Qué es una resistencia de emisor sin desacoplar? Enumere tres de las mejoras que aporta

Figura 10.17 Detección de averías.



	V_B	V_E	V_C	v_b	v_e	v_c
OK	1,8	1,1	6	0,6 mV	0	73 mV
T1	1,8	1,1	6	0	0	0
T2	1,83	1,13	10	0,75 mV	0	0
T3	1,1	0,4	10	0	0	0
T4	0	0	10	0,8 mV	0	0
T5	1,8	1,1	6	0,6 mV	0	98 mV
T6	3,4	2,7	2,8	0	0	0
T7	1,8	1,1	6	0,75 mV	0,75 mV	1,93 mV
T8	1,1	0,4	0,5	0	0	0
T9	0	0	0	0,75 mV	0	0
T10	1,83	0	10	0,75 mV	0	0
T11	2,1	2,1	2,1	0	0	0
T12	1,8	1,1	6	0	0	0

Respuestas al autotest

1. c
2. b
3. a
4. c
5. d
6. c
7. c
8. b
9. c
10. c
11. d
12. b
13. a
14. d
15. a
16. a
17. d
18. b
19. a
20. d
21. b
22. c
23. b
24. a
25. a
26. a
27. b
28. c

Respuestas a los problemas prácticos

10.1 $A_V = 104$

10.2 $V_{out} = 277$ mV

10.3 $V_{out} = 226$ mV

10.4 $V_{out} = 167$ mV

10.5 $V_{out} = 2{,}24$ V

10.6 $V_{out} = 547$ mV

10.7 El valor calculado es aproximadamente igual al obtenido con el programa de simulación de circuitos.

10.9 $r_f = 4{,}9\ \text{k}\Omega$

10.12 V_B aumentaría ligeramente. $V_E = 0$ V y $V_C = 10$ V. Las medidas de alterna mostrarían un ligero incremento de V_{in} en la base, junto con ningún valor de alterna en el emisor ni en el colector.

Capítulo **11**

Amplificadores en colector común y en base común

Cuando la resistencia de carga es pequeña comparada con la resistencia de colector, la ganancia de tensión de una etapa en emisor común disminuye y el amplificador puede comenzar a sobrecargarse. Una forma de evitar la sobrecarga consiste en utilizar un amplificador en colector común o un seguidor de emisor. Este tipo de amplificador tiene una alta impedancia de entrada y puede excitar resistencias de carga pequeñas. Además de los seguidores de emisor, este capítulo presenta los amplificadores Darlington, la regulación de tensión mejorada y los amplificadores en base común.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Dibujar un diagrama de un seguidor de emisor y describir sus ventajas.
- Analizar un seguidor de emisor operando en alterna y en continua.
- Describir el propósito de los amplificadores en emisor común y en colector común conectados en cascada.
- Establecer la ventajas de un transistor Darlington.
- Dibujar un esquemático para un seguidor de zener y explicar cómo aumenta la corriente de salida por la carga de un regulador zener.
- Analizar un amplificador en base común operando en continua y en alterna.
- Comparar las características de los amplificadores en emisor común, en colector común y en base común.

Vocabulario

acoplo directo
amplificador en base común
amplificador en colector común
conexión Darlington
Darlington complementario
par Darlington
seguidor de emisor
seguidor de zener
separador
transistor Darlington

11.1 Amplificador en colector común

El **seguidor de emisor** también se denomina **amplificador en colector-común (CC)**. La señal de entrada se acopla a la base y la señal de salida se toma del emisor.

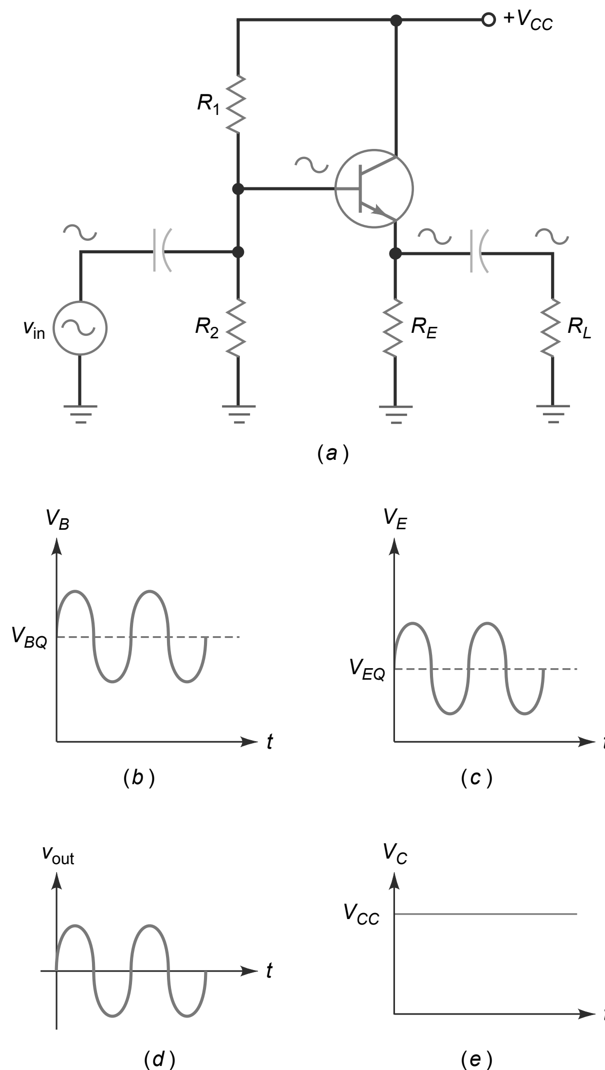
Idea básica

La Figura 11.1*a* muestra un seguidor de emisor. Dado que el colector está conectado a tierra de alterna, el circuito es un amplificador en colector común. La tensión de entrada se acopla a la base, lo que establece una corriente alterna de emisor y produce una tensión alterna en la resistencia de emisor. Esta tensión alterna se acopla entonces a la resistencia de carga.

La Figura 11.1*b* muestra la tensión total entre la base y tierra. Tiene una componente continua y una componente alterna. Como puede ver, la tensión alterna de entrada alcanza la tensión de reposo de la base V_{BQ}. De forma similar, la Figura 11.1*c* muestra la tensión total entre el emisor y tierra. Esta vez, la tensión alterna de entrada está centrada en la tensión de reposo de emisor V_{EQ}.

La tensión alterna de emisor se acopla a la resistencia de carga. Esta tensión de salida se muestra en la Figura 11.1*d*, una tensión alterna pura. Esta tensión de salida está en fase con, y es aproximadamente igual a, la tensión de entrada. La razón por la que este circuito se denomina *seguidor de emisor* es porque la tensión de salida sigue a la tensión de entrada.

Figura 11.1 Seguidor de emisor y formas de onda.



Puesto que no hay una resistencia de colector, la tensión total entre el colector y tierra es igual a la tensión de alimentación. Si visualizamos la tensión de colector en un osciloscopio, veremos una tensión continua constante, como la mostrada en la Figura 11.1*e*. No hay señal alterna en el colector porque es un punto de tierra de alterna.

INFORMACIÓN ÚTIL

En algunos circuitos seguidor de emisor, se utiliza una pequeña resistencia de colector para limitar la corriente continua de colector en el transistor, en caso de que se produzca un cortocircuito entre el emisor y tierra. Si se utiliza una R_C pequeña, el colector tendrá un condensador de desacoplo conectado a tierra. El pequeño valor de R_C sólo afectará ligeramente a la operación en continua del circuito y nada en absoluto a la operación en alterna del mismo.

Realimentación negativa

Al igual que un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar, el seguidor de emisor utiliza realimentación negativa. Pero en el seguidor de emisor, la realimentación negativa es masiva ya que la resistencia de realimentación es igual a la resistencia de emisor completa. En consecuencia, la ganancia de tensión es extremadamente estable, la distorsión es prácticamente inexistente y la impedancia de entrada de la base es muy alta. Pero esto tiene un pequeño inconveniente: el valor máximo de la ganancia de tensión es 1.

Resistencia en alterna de emisor

En la Figura 11.1*a*, la señal de alterna que sale del emisor ve la resistencia R_E en paralelo con R_L. Definimos la resistencia de emisor en alterna como sigue:

$$r_e = R_E \parallel R_L \qquad (11.1)$$

Ésta es la resistencia externa de emisor en alterna, que es diferente de la resistencia interna de emisor en alterna r'_e.

Ganancia de tensión

La Figura 11.2*a* muestra el circuito equivalente de alterna con el modelo en T. Aplicando la ley de Ohm, podemos escribir las dos ecuaciones siguientes:

$$v_{out} = i_e r_e$$

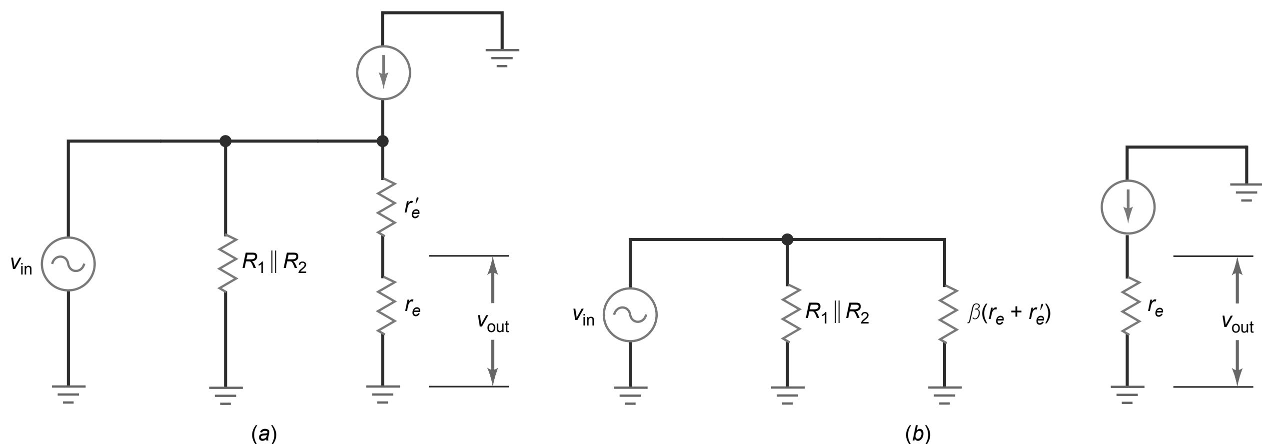
$$v_{in} = i_e(r_e + r'_e)$$

Dividiendo la primera ecuación entre la segunda, obtenemos la ganancia de tensión del seguidor de emisor:

$$A_V = \frac{r_e}{r_e + r'_e} \qquad (11.2)$$

Normalmente, un diseñador hará que r_e sea mucho mayor que r'_e, de modo que la ganancia de tensión sea (aproximadamente) igual a 1. Éste es el valor que se utilizará en los análisis preliminares y en los procesos de detección de averías.

Figura 11.2 Circuitos equivalentes de alterna del seguidor de emisor.



INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 11.3, las resistencias de polarización R_1 y R_2 reducen z_{in} a un valor que no es muy diferente del de un amplificador en emisor común con una resistencia de emisor sin desacoplar. Esta desventaja se compensa en la mayoría de los diseños de seguidor de emisor simplemente no utilizando las resistencias de polarización R_1 y R_2. En su lugar, el seguidor de emisor se polariza en continua mediante la etapa que le excita.

¿Por qué se denomina seguidor de emisor a un *amplificador* si su ganancia de tensión es igual a 1? Porque tiene una ganancia de corriente de β. Las etapas finales de un sistema tienen que generar más corriente porque, normalmente, la carga final es una impedancia pequeña. El seguidor de emisor puede generar corrientes de salida grandes para cargas de baja impedancia. En resumen, aunque no es un amplificador de tensión, el seguidor de emisor es un amplificador de corriente o de potencia.

Impedancia de entrada de la base

La Figura 11.2*b* muestra el circuito equivalente de alterna utilizando el modelo en π del transistor. En lo que se refiere a la impedancia de entrada de la base, el funcionamiento es el mismo que en un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar. La ganancia de corriente transforma la resistencia total de emisor multiplicándola por un factor β. Por tanto, la derivación es idéntica a la obtenida para el amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar:

$$z_{in(base)} = \beta(r_e + r'_e) \tag{11.3}$$

A la hora de tener que localizar averías, podemos suponer que r_e es mucho mayor que r'_e, lo que significa que la impedancia de entrada es aproximadamente igual a βr_e.

La ventaja más importante del seguidor de emisor es el aumento de impedancia. Con un seguidor de emisor pueden utilizarse las pequeñas resistencia de carga que sobrecargarían a un amplificador en emisor común, porque aumentan la impedancia y evitan la sobrecarga.

Impedancia de entrada de la etapa

Cuando la fuente de alterna no es constante, parte de la señal alterna se perderá en la resistencia en alterna. Si deseamos calcular el efecto de la resistencia interna, tendremos que usar la impedancia de entrada de la etapa, que está dada por:

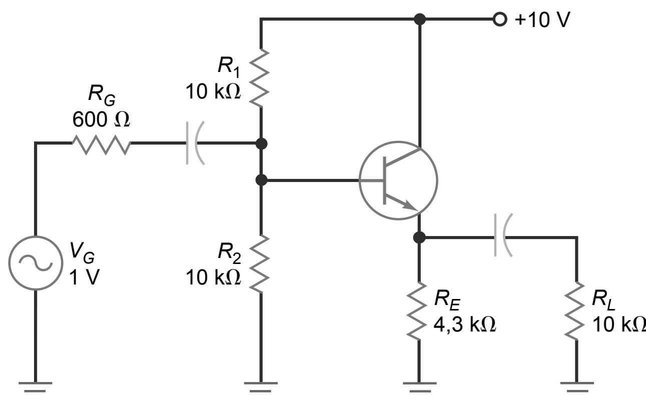
$$z_{in(etapa)} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + r'_e) \tag{11.4}$$

Con la impedancia de entrada y la resistencia de fuente, podemos utilizar el divisor de tensión para calcular la tensión de entrada que llega a la base. Los cálculos son los mismos que los realizados en los capítulos anteriores.

Ejemplo 11.1

¿Cuál es la impedancia de entrada de la base en el circuito de la Figura 11.3 si $\beta = 200$? ¿Cuál es la impedancia de entrada de la etapa?

Figura 11.3 Ejemplo.



SOLUCIÓN Puesto que cada una de las resistencias del divisor de tensión tienen un valor de 10 kΩ, la tensión continua de la base es la mitad de la tensión de alimentación, es decir 5 V. La tensión continua de emisor es 0,7 V menor, es decir, 4,3 V. La corriente continua de emisor es 4,3 V dividido entre 4,3 kΩ, es decir, 1 mA. Por tanto, la resistencia en alterna del diodo de emisor es:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 25\ \Omega$$

La resistencia externa de emisor en alterna es el equivalente paralelo de R_E y R_L, que es:

$$r_e = 4{,}3 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega = 3 \text{ k}\Omega$$

Puesto que el transistor tiene una ganancia de corriente en alterna de 200, la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in(base)} = 200(3\text{ k}\Omega + 25\ \Omega) = 605\text{ k}\Omega$$

La impedancia de entrada de la base aparece en paralelo con las dos resistencias de polarización. La impedancia de entrada de la etapa es:

$$z_{in(etapa)} = 10\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ k}\Omega \parallel 605\text{ k}\Omega = 4{,}96\text{ k}\Omega$$

Puesto que 605 kΩ es mucho mayor que 5 kΩ, normalmente, los técnicos de reparaciones aproximan la impedancia de entrada de la etapa sólo al paralelo de las resistencia de polarización:

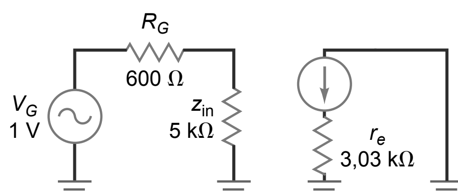
$$z_{in(etapa)} = 10\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ k}\Omega = 5\text{ k}\Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 11.1 Hallar la impedancia de entrada de la base y de la etapa, utilizando la Figura 11.3, si β cambia a 100.

Ejemplo 11.2

Suponiendo una β de 200, ¿cuál es la tensión alterna de entrada al seguidor de emisor de la Figura 11.3?

Figura 11.4 Ejemplo.



SOLUCIÓN La Figura 11.4 muestra el circuito equivalente de alterna. La tensión alterna de base aparece en z_{in}. Puesto que la impedancia de entrada de la etapa es grande comparada con la resistencia del generador, la mayor parte de la tensión del generador aparece en la base. Aplicando el teorema del divisor de tensión:

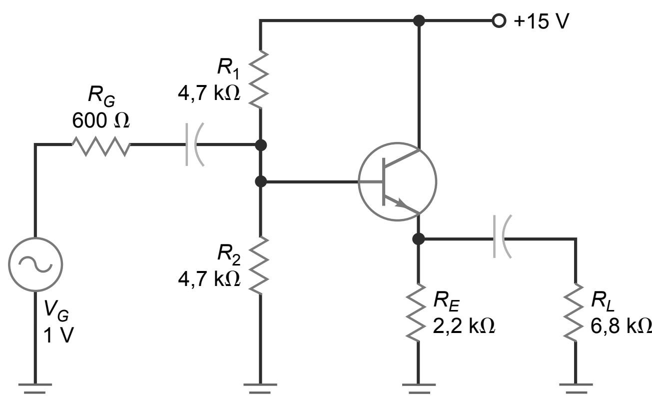
$$v_{in} = \frac{5\text{ k}\Omega}{5\text{ k}\Omega + 600\ \Omega}\ 1\text{ V} = 0{,}893\text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 11.2 Si el valor de β es 100, hallar la tensión alterna de entrada en la Figura 11.3.

Ejemplo 11.3

¿Cuál es la ganancia de tensión del seguidor de emisor de la Figura 11.5? Si $\beta = 150$, ¿cuál es la tensión alterna en la carga?

Figura 11.5 Ejemplo.



SOLUCIÓN La tensión continua de base es la mitad de la tensión de alimentación:

$$V_B = 7{,}5\text{ V}$$

La corriente continua de emisor es:

$$I_E = \frac{6{,}8\text{ V}}{2{,}2\text{ k}\Omega} = 3{,}09\text{ mA}$$

y la resistencia en alterna del diodo de emisor es:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{3{,}09\text{ mA}} = 8{,}09\ \Omega$$

La resistencia en alterna de emisor es:

$$r_e = 2{,}2\text{ k}\Omega \parallel 6{,}8\text{ k}\Omega = 1{,}66\text{ k}\Omega$$

La ganancia de tensión es igual a:

$$A_V = \frac{1{,}66\text{ k}\Omega}{1{,}66\text{ k}\Omega + 8{,}09\ \Omega} = 0{,}995$$

La impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in(base)} = 150(1{,}66\ k\Omega + 8{,}09\ \Omega) = 250\ k\Omega$$

Este valor es mucho más grande que el de las resistencias de polarización. Por tanto, una buena aproximación de la impedancia de entrada del seguidor de emisor es:

$$z_{in(etapa)} = 4{,}7\ k\Omega \parallel 4{,}7\ k\Omega = 2{,}35\ k\Omega$$

La tensión alterna de entrada es:

$$v_{in} = \frac{2{,}35\ k\Omega}{600\ \Omega + 2{,}35\ k\Omega}\ 1\ V = 0{,}797\ V$$

La tensión alterna de salida es:

$$v_{out} = 0{,}995(0{,}797\ V) = 0{,}793\ V$$

PROBLEMA PRÁCTICO 11.3 Repita el Ejemplo 11.3 utilizando un valor para R_G de 50 Ω.

11.2 Impedancia de salida

La impedancia de salida de un amplificador es la misma que su impedancia de Thevenin. Una de las ventajas de un seguidor de emisor es su baja impedancia de salida.

Como se ha estudiado en anteriores cursos de electrónica, la máxima transferencia de potencia se produce cuando la impedancia de carga está *adaptada* (son iguales) a la impedancia de fuente (Thevenin). En ocasiones, cuando se desea tener la máxima potencia en la carga, el diseñador puede adaptar la impedancia de carga a la impedancia de salida de un seguidor de emisor. Por ejemplo, la baja impedancia de un altavoz puede adaptarse a la impedancia de salida de un seguidor de emisor para suministrar la máxima potencia al altavoz.

Idea básica

La Figura 11.6*a* muestra un generador de alterna que excita a un amplificador. Si la fuente no es constante, parte de la tensión alterna cae en la resistencia interna R_G. En este caso, necesitamos analizar el divisor de tensión mostrado en la Figura 11.6*b* para obtener la tensión de entrada v_{in}.

Se puede aplicar una idea similar a la salida del amplificador. En la Figura 11.6*c*, podemos aplicar el teorema de Thevenin en los terminales de carga. Mirando hacia atrás, hacia el amplificador, vemos una impedancia de salida z_{out}. En el circuito equivalente de Thevenin, esta impedancia de salida forma un divisor de tensión con la

Figura 11.6 Impedancias de entrada y de salida.

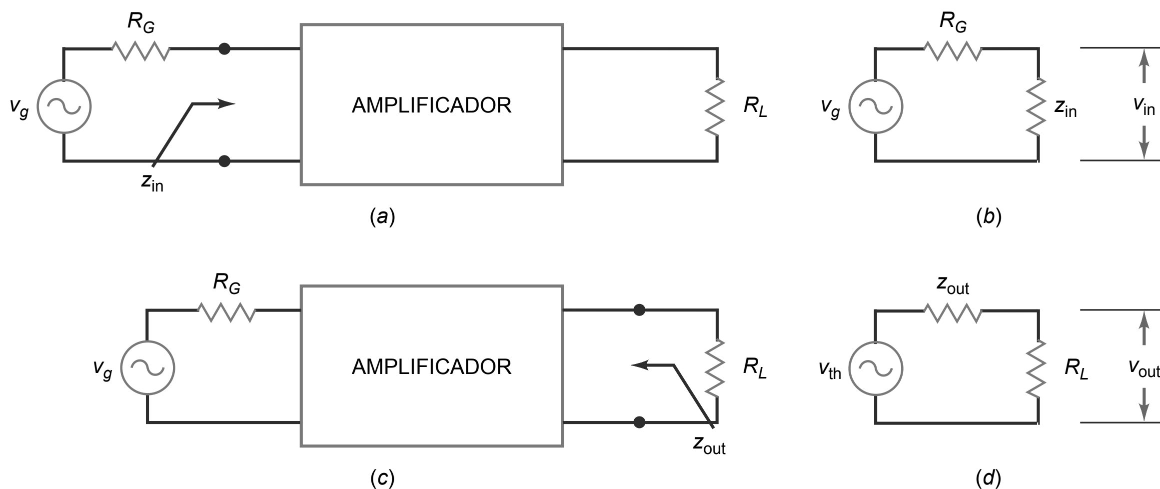
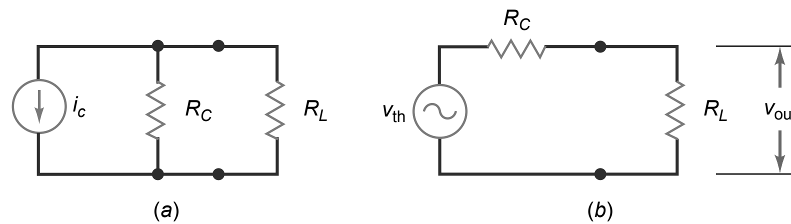


Figura 11.7 Impedancia de salida de la etapa en emisor común.



resistencia de carga, como se muestra en la Figura 1 1.6*d*. Si z_{out} es mucho menor que R_L, la fuente de salida es constante y v_{out} es igual a v_{th}.

Amplificadores en emisor común

La Figura 11.7*a* muestra el circuito equivalente de alterna para el lado de la salida de un amplificador en emisor común. Al aplicar el teorema de Thevenin, obtenemos el circuito de la Figura 11.7*b*. En otras palabras, la impedancia de salida que ve la resistencia de car ga es R_C. Dado que la ganancia de tensión de un amplificador en emisor común depende de R_C, un diseñador no puede hacer R_C demasiado pequeña sin perder ganancia de tensión. Dicho de otra manera, es muy difícil obtener una impedancia de salida pequeña con un amplificador en emisor común. Por ello, los amplificadores en emisor común no son adecuados para excitar resistencias de car ga pequeñas.

Seguidor de emisor

La Figura 11.8*a* muestra el circuito equivalente de alterna de un seguidor de emisor Cuando aplicamos el teorema de Thevenin al punto *A*, obtenemos el circuito de la Figura 1 1.8*b*. La impedancia de salida z_{out} es mucho menor que la que se puede obtener con un amplificador en emisor común y es igual a:

$$z_{out} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right) \tag{11.5}$$

La impedancia del circuito de base es $R_G \parallel R_1 \parallel R_2$. La ganancia de corriente del transistor reduce esta impedancia en un factor β. El efecto es similar al que obtenemos con un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar, excepto en que nos movemos de la base hacia el emisor. Por tanto, conseguimos una reducción de la impedancia en lugar de un aumento. La menor impedancia de $(R_G \parallel R_1 \parallel R_2)/\beta$ está en serie con r'_e, como se indica en la Ecuación (11.5).

INFORMACIÓN ÚTIL

Los transformadores también se pueden utilizar para adaptar impedancias entre la fuente y la carga. Mirando el transformador,

$$z_{in} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_L$$

Funcionamiento ideal

En algunos diseños, las resistencias de polarización y la resistencia en alterna del diodo de emisor son despreciables. En este caso, la impedancia de salida de un seguidor de emisor puede aproximarse como:

$$z_{out} = \frac{R_G}{\beta} \tag{11.6}$$

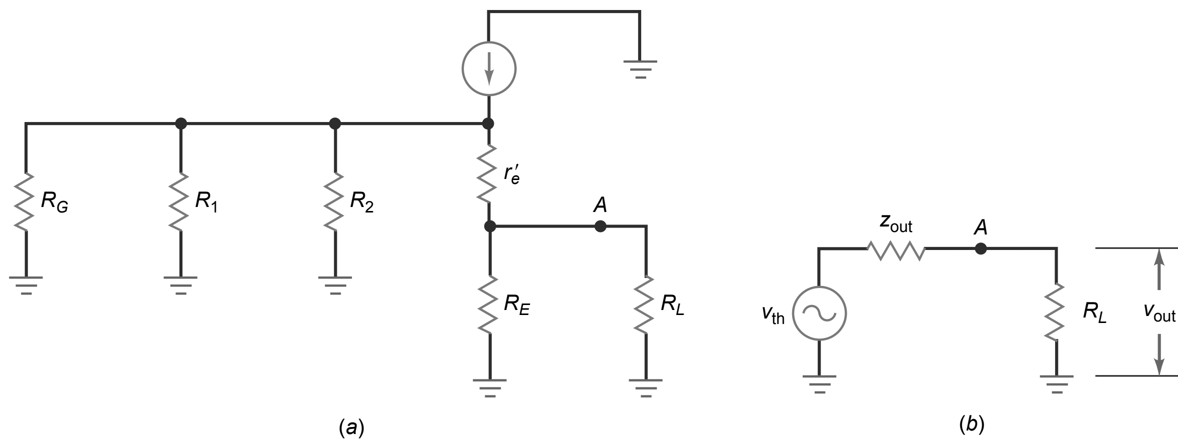
Esto nos lleva a la idea clave de un seguidor de emisor: reduce la impedancia de la fuente de alterna en un factor β. Como resultado, el seguidor de emisor permite construir fuentes de alterna constantes. En lugar de emplear una fuente de alterna constante que maximice la tensión en la car ga, un diseñador puede preferir maximizar la potencia en la carga. En ese caso, en lugar de diseñar para tener:

$z_{out} << R_L$ (fuente de tensión constante)

el diseñador seleccionará los valores para obtener:

$z_{out} = R_L$ (máxima transferencia de potencia)

Figura 11.8 Impedancia de salida del seguidor de emisor.



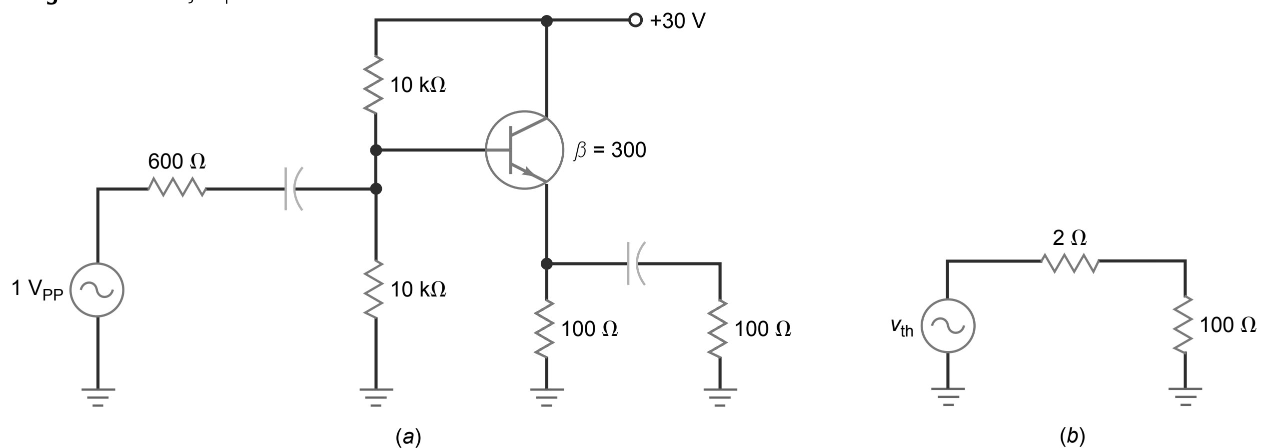
De esta forma, el seguidor de emisor puede suministrar la máxima potencia a una impedancia de carga baja, como por ejemplo un altavoz estéreo. Básicamente, eliminando el efecto de R_L en la tensión de salida, el circuito se comporta como una etapa separadora entre la entrada y la salida.

La Ecuación (11.6) es una fórmula ideal. Puede utilizarla para obtener un valor aproximado de la impedancia de salida de un seguidor de emisor. En circuitos discretos, la ecuación normalmente sólo proporciona una estimación de la impedancia de salida. No obstante, su uso es adecuado en la detección de averías y los análisis preliminares. Cuando sea necesario, puede utilizar la Ecuación (1 1.5) para obtener un valor preciso de la impedancia de salida.

Ejemplo 11.4

Estimar la impedancia de salida del seguidor de emisor de la Figura 11.9*a*.

Figura 11.9 Ejemplo.



SOLUCIÓN Idealmente, la impedancia de salida es igual a la resistencia del generador dividida entre la ganancia de corriente del transistor:

$$z_{out} = \frac{600\ \Omega}{300} = 2\ \Omega$$

La Figura 11.9*b* muestra el circuito de salida equivalente. La impedancia de salida es mucho menor que la resistencia de carga, por lo que la mayor parte de la señal aparece en la resistencia de carga. Como puede ver, la fuente de salida de la Figura 11.9*b* es casi constante porque la relación entre las resistencia de carga y de fuente es de 50.

PROBLEMA PRÁCTICO 11.4 En la Figura 11.9, cambie la resistencia de fuente a 1 k Ω y calcule el valor aproximado de z_{out}.

Ejemplo 11.5

Calcule la impedancia de salida en el circuito de la Figura 11.9*a* utilizando la Ecuación (11.5).

SOLUCIÓN La tensión de base en reposo es aproximadamente:

$$V_{BQ} = 15 \text{ V}$$

Ignorando V_{BE}, la corriente de emisor en reposo es aproximadamente:

$$I_{EQ} = \frac{15 \text{ V}}{100 \ \Omega} = 150 \text{ mA}$$

La resistencia en alterna del diodo de emisor es:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{150 \text{ mA}} = 0{,}167 \ \Omega$$

La impedancia que ve la base es:

$$R_G \parallel R_1 \parallel R_2 = 600 \ \Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega = 536 \ \Omega$$

La ganancia de corriente reduce la impedancia anterior a:

$$\frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} = \frac{536 \ \Omega}{300} = 1{,}78 \ \Omega$$

que está en serie con r'_e, y es la impedancia que ve el emisor:

$$r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} = 0{,}167 \ \Omega + 1{,}78 \ \Omega = 1{,}95 \ \Omega$$

Ésta última está en paralelo con la resistencia de emisor en continua, por lo que la impedancia de salida es:

$$z_{out} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right) = 100 \ \Omega \parallel 1{,}95 \ \Omega = 1{,}91 \ \Omega$$

Esta precisa respuesta es enormemente próxima a la respuesta ideal de 2 Ω. Este resultado es típico de muchos diseños. Para la localización de averías y los análisis preliminares puede utilizar el método ideal para estimar la impedancia de salida.

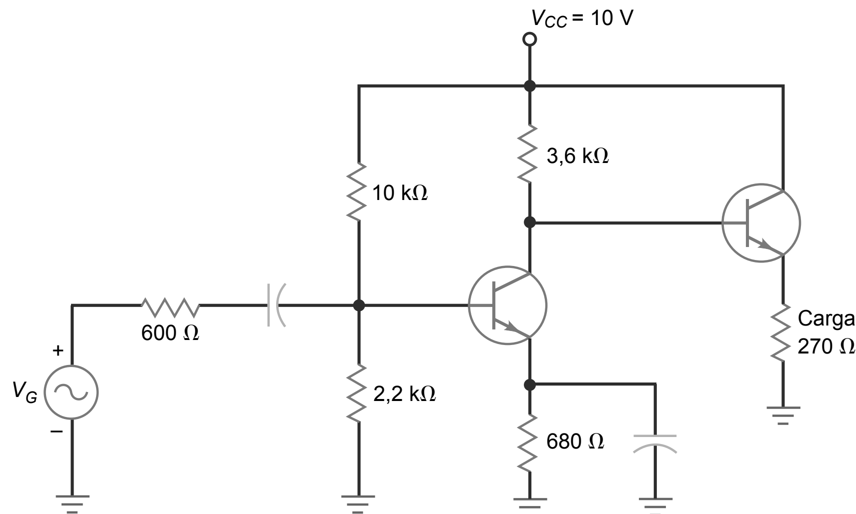
PROBLEMA PRÁCTICO 11.5 Repita el Ejemplo 11.5 utilizando un valor para R_G de 1 kΩ.

11.3 Etapas en emisor común y en colector común conectadas en cascada

Para ilustrar el funcionamiento como separador de un amplificador en colector común, supongamos que tenemos una resistencia de carga de 270 Ω. Si tratamos de acoplar la salida de un amplificador en emisor común directamente a esta resistencia de carga, podemos sobrecargar el amplificador. Una forma de evitar esta sobrecarga consiste en utilizar un seguidor de emisor entre el amplificador en emisor común y la resistencia de carga. La señal se puede acoplar capacitivamente (es decir, mediante condensadores de acoplo) o se puede **acoplar directamente**, como se muestra en la Figura 11.10.

Como puede ver, la base del segundo transistor se conecta directamente al colector del primer transistor. De este modo, la tensión continua de colector del primer transistor se utiliza para polarizar al segundo transistor. Si la ganancia de corriente en continua del segundo transistor es 100, la resistencia en continua que ve la base del segundo transistor es $R_{in} = 100\ (270\ \Omega) = 27\ \text{k}\Omega$.

Figura 11.10 Etapa de salida con acoplo directo.



Puesto que 27 kΩ es grande comparada con 3,6 kΩ, la tensión continua de colector de la primera etapa sólo se ve ligeramente distorsionada.

En la Figura 11.10, la salida de tensión amplificada de la primera etapa excita al seguidor de emisor y aparece en la resistencia final de carga de 270 Ω. Sin el seguidor de emisor, los 270 Ω sobrecargarían la primera etapa, pero con el seguidor de emisor, el efecto de su impedancia se ve incrementado en un factor β. En lugar de aparecer como 270 Ω, ahora parecen 27 kΩ tanto en el circuito equivalente de continua como en el de alterna.

Esto demuestra cómo un seguidor de emisor puede actuar como un **separador** entre una salida de alta impedancia y una carga de baja resistencia.

Ejemplo 11.6

¿Cuál es la ganancia de tensión de la etapa en emisor en común del circuito de la Figura 11.10 para una β de 100?

SOLUCIÓN La tensión continua de base de la etapa en emisor común es de 1,8 V y la tensión continua de emisor es de 1,1 V. La corriente continua de emisor es $I_E = \frac{1{,}1\text{ V}}{680\ \Omega} = 1{,}61$ mA y la resistencia en alterna del diodo de emisor es $r'_e = \frac{25\text{ mV}}{1{,}61\text{ mA}} = 15{,}5\ \Omega$. A continuación, necesitamos calcular la impedancia de entrada del seguidor de emisor. Puesto que no hay resistencias de polarización, la impedancia de entrada es igual a la impedancia de entrada que ve la base: $z_{in} = (100)(270\ \Omega) = 27$ kΩ. La resistencia en alterna de colector del amplificador en emisor común es $r_c = 3{,}6\text{ k}\Omega \parallel 27\text{ k}\Omega = 3{,}18\text{ k}\Omega$ y la ganancia de tensión de esta etapa es $A_v = \frac{3{,}18\text{ k}\Omega}{15{,}5\ \Omega} = 205$

PROBLEMA PRÁCTICO 11.6 Utilizando la Figura 11.10, hallar la ganancia de tensión de la etapa en emisor común para β igual a 300.

Ejemplo 11.7

Suponga que se elimina el seguidor de emisor del circuito de la Figura 11.10 y se utiliza un condensador para acoplar la señal alterna a la resistencia de carga de 270 Ω. Cómo se ve afectada la ganancia de tensión del amplificador en emisor común?

SOLUCIÓN El valor de r'_e no varía en la etapa de emisor común, luego es 15,5 Ω, pero la resistencia en alterna de colector es mucho más pequeña. Veamos esto, la resistencia en alterna de colector es el paralelo de la resistencia de 3,6 kΩ con 270 Ω: $r_c = 3{,}6\text{ k}\Omega \parallel 270\ \Omega = 251\ \Omega$.

Puesto que es mucho más pequeña, la ganancia de tensión disminuye a $A_v = \dfrac{251\,\Omega}{15,5\,\Omega} = 16,2$.

PROBLEMA PRÁCTICO 11.7 Repita el Ejemplo 11.7 utilizando una resistencia de carga de 100 Ω.

Esto demuestra los efectos de sobrecargar un amplificador en emisor común. La resistencia de carga deberá ser mucho mayor que la resistencia de colector en continua para obtener la máxima ganancia de tensión.Tenemos justo lo contrario, la resistencia de car ga (270 Ω) es mucho más pequeña que la resistencia de colector en continua (3,6 kΩ).

11.4 Conexiones Darlington

Una **conexión Darlington** es una conexión de dos transistores cuya ganancia de corriente total es igual al producto de las ganancias de corriente individuales. Dado que su ganancia de corriente es muy alta, una conexión Darlington puede tener una impedancia de entrada muy alta y puede producir corrientes de salida muy grandes. Las conexiones Darlington a menudo se emplean en reguladores de tensión, amplificadores de potencia y aplicaciones de conmutación de alta corriente.

Par Darlington

La Figura 11.11*a* muestra un **par Darlington**. Puesto que la corriente de emisor de Q_1 es la corriente de base de Q_2, el par Darlington tiene una ganancia total de corriente de:

$$\boldsymbol{\beta = \beta_1\beta_2} \quad \textbf{(11.7)}$$

Por ejemplo, si cada transistor tiene una ganancia de corriente de 200, la ganancia total de corriente es:

$$\beta = (200)(200) = 40.000$$

Los fabricantes de semiconductores pueden incluir un par Darlington dentro de un mismo encapsulado, como se muestra en la Figura 11.11*b*. Este dispositivo, conocido como **transistor Darlington**, se comporta como si fuera un solo transistor con una ganancia de corriente muy alta. Por ejemplo, el 2N6725 es un transistor Darlington con una ganancia de corriente de 25.000 para 200 mA. Otro ejemplo es el TIP102, que es un Darlington de potencia con una ganancia de corriente de 1000 para 3 A.

Esto se muestra en la hoja de características de la Figura 11.12. Observe que este dispositivo utiliza un encapsulado tipo TO-220 y que tiene resistencias base-emisor en paralelo integradas, además de un diodo interno. Estos componentes internos deben tenerse en cuenta cuando se prueba el dispositivo con un óhmetro.

El análisis de un circuito utilizando un transistor Darlington es prácticamente idéntico al análisis de un seguidor de emisor. En el transistor Darlington, puesto que hay dos transistores, habrá dos caídas de tensión V_{BE}. La corriente de base de Q_2 es la misma que la corriente de emisor de Q_1. Además, la impedancia de entrada en la base de Q_1 puede calcularse mediante la relación $z_{in(base)} \cong \beta_1\beta_2 r_e$ o así:

$$\boldsymbol{z_{in(base)} \cong \beta r_e} \quad \textbf{(11.8)}$$

Figura 11.11 (*a*) Par Darlington. (*b*) Transistor Darlington. (*c*) Darlington complementario.

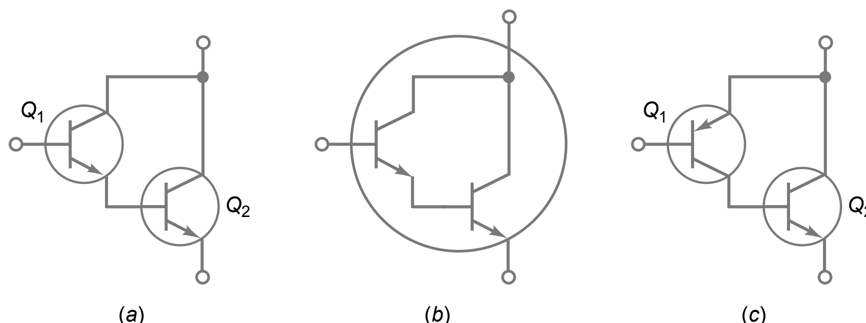
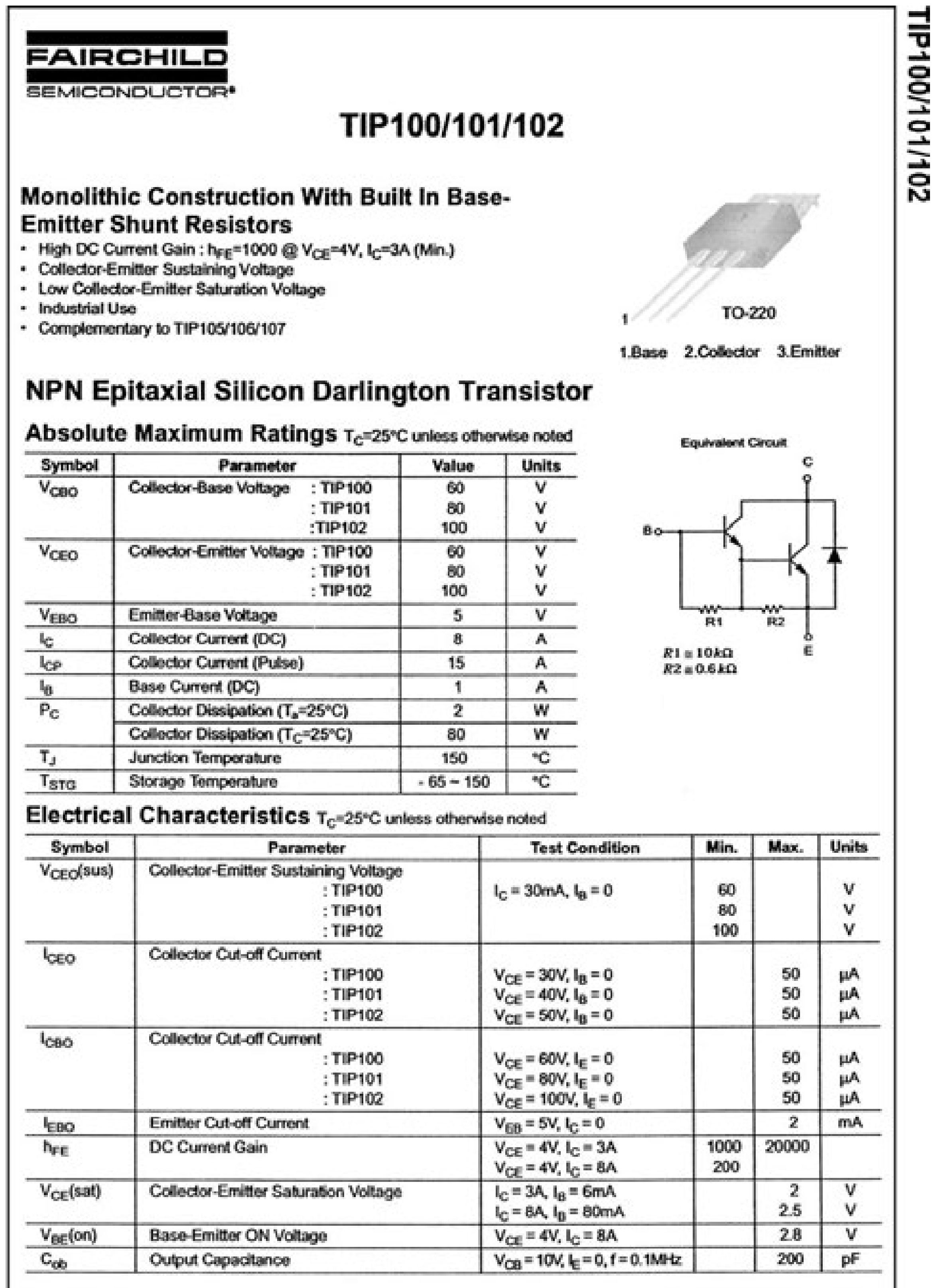


Figura 11.12 Transistor Darlington. (Cortesía de Fairchild Semiconductor Corporation)



FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

TIP100/101/102

TIP100/101/102

Monolithic Construction With Built In Base-Emitter Shunt Resistors

- High DC Current Gain : h_{FE}=1000 @ V_{CE}=4V, I_C=3A (Min.)
- Collector-Emitter Sustaining Voltage
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage
- Industrial Use
- Complementary to TIP105/106/107

NPN Epitaxial Silicon Darlington Transistor

Absolute Maximum Ratings T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP100	60	V
	: TIP101	80	V
	:TIP102	100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP100	60	V
	: TIP101	80	V
	: TIP102	100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	8	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	15	A
I_B	Base Current (DC)	1	A
P_C	Collector Dissipation (T_a=25°C)	2	W
	Collector Dissipation (T_C=25°C)	80	W
T_J	Junction Temperature	150	°C
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	°C

Electrical Characteristics T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
V_{CEO}(sus)	Collector-Emitter Sustaining Voltage				
	: TIP100	I_C = 30mA, I_B = 0	60		V
	: TIP101		80		V
	: TIP102		100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current				
	: TIP100	V_{CE} = 30V, I_B = 0		50	μA
	: TIP101	V_{CE} = 40V, I_B = 0		50	μA
	: TIP102	V_{CE} = 50V, I_B = 0		50	μA
I_{CBO}	Collector Cut-off Current				
	: TIP100	V_{CE} = 60V, I_E = 0		50	μA
	: TIP101	V_{CE} = 80V, I_E = 0		50	μA
	: TIP102	V_{CE} = 100V, I_E = 0		50	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = 5V, I_C = 0		2	mA
h_{FE}	DC Current Gain	V_{CE} = 4V, I_C = 3A	1000	20000	
		V_{CE} = 4V, I_C = 8A	200		
V_{CE}(sat)	Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 3A, I_B = 6mA		2	V
		I_C = 8A, I_B = 80mA		2.5	V
V_{BE}(on)	Base-Emitter ON Voltage	V_{CE} = 4V, I_C = 8A		2.8	V
C_{ob}	Output Capacitance	V_{CB} = 10V, I_E = 0, f = 0.1MHz		200	pF

 Rev. A1, June 2001

Darlington complementario

La Figura 1 1.11*c* muestra otra conexión Darlington denominada **Darlington complementario**, una conexión de transistores *npn* y *pnp*. La corriente de colector de Q_1 es la corriente de base de Q_2. Si el transistor *pnp* tiene una ganancia de corriente β_1 y el transistor de salida *npn* tiene una ganancia de corriente β_2, el Darlington complementario se comporta como un solo transistor *pnp* con una ganancia de corriente igual a $\beta_1\beta_2$.

Los transistores Darlington *npn* y *pnp* pueden fabricarse para ser complementarios entre sí. Por ejemplo, la serie Darlington *pnp* TIP105/106/107 es complementaria de la serie *npn* TIP/101/102.

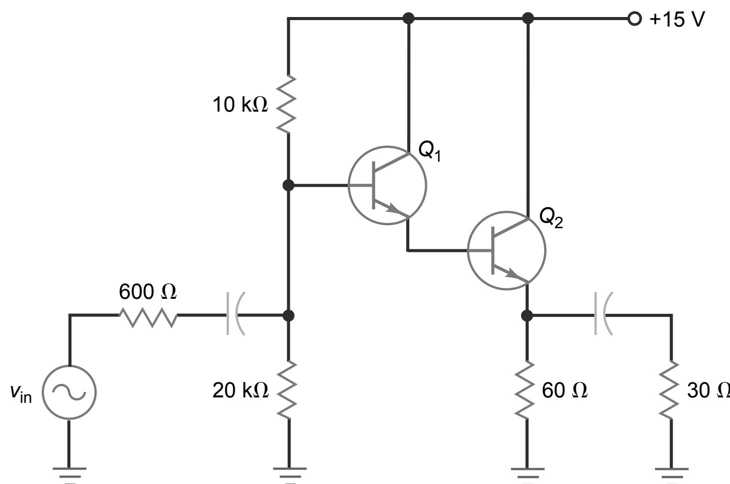
INFORMACIÓN ÚTIL

El transistor Darlington complementario de la Figura 11.11*c* fue desarrollado originalmente, porque los transistores de alta potencia complementarios no estaban disponibles. El transistor complementario a menudo se utiliza en una etapa especial conocida como *etapa de salida quasi-complementaria.*

Ejemplo 11.8

Si cada uno de los transistores del circuito de la Figura 1.13 tiene un valor de beta de 100, ¿cuál es la ganancia total de corriente, la corriente de base de Q_1 y la impedancia de entrada en la base de Q_1?

Figura 11.13 Ejemplo.



SOLUCIÓN La corriente de ganancia total se calcula como sigue:

$$\beta = \beta_1\beta_2 = (100)(100) = 10.000$$

La corriente continua de emisor de Q_2 es:

$$I_{E2} = \frac{10\text{ V} - 1{,}4\text{ V}}{60\ \Omega} = 143\text{ mA}$$

La corriente de emisor de Q_1 es igual a la corriente de base de Q_2, luego

$$I_{E1} = I_{B2} \cong \frac{I_{E2}}{\beta_2} = \frac{143\text{ mA}}{100} = 1{,}43\text{ mA}$$

La corriente de base de Q_1 es:

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1} = \frac{1{,}43\text{ mA}}{100} = 14{,}3\ \mu\text{A}$$

Para hallar la impedancia de entrada en la base de Q_1, primero calculamos r_e, la resistencia de emisor en alterna:

$r_e = 60\ \Omega \parallel 30\ \Omega = 20\ \Omega$

La impedancia de entrada en la base de Q_1 es: $z_{in(base)} = (10.000)(20\ \Omega) = 200\ k\Omega$

PROBLEMA PRÁCTICO 11.8 Repita el Ejemplo 11.8 utilizando un par Darlington, teniendo cada uno de los transistores una ganancia de corriente de 75.

11.5 Regulación de tensión

Además de utilizarse en los circuitos separadores y en amplificadores para la adaptación de impedancias, el seguidor de emisor es ampliamente utilizado en los reguladores de tensión. Junto con un diodo zener , el seguidor de emisor puede producir tensiones de salida reguladas con corrientes de salida mucho más grandes.

Seguidor de zener

La Figura 11.14*a* muestra un **seguidor de zener,** un circuito que combina un regulador zener y un seguidor de emisor. Veamos cómo funciona: la tensión del zener es la entrada a la base del seguidor de emisor . La tensión continua de salida del seguidor de emisor es:

$$V_{out} = V_Z - V_{BE} \tag{11.9}$$

Esta tensión de salida es fija y es igual a la tensión del zener menos la caída de tensión V_{BE} del transistor. Si la tensión de alimentación varía, la tensión del zener permanece aproximadamente constante, y por tanto también la tensión de salida. En otras palabras, el circuito actúa como un regulador de tensión porque la tensión de salida siempre es una tensión V_{BE} menor que la tensión del zener.

El seguidor zener tiene dos ventajas sobre el regulador zener normal. En primer lugar, el diodo zener de la Figura 11.14*a* tiene que generar una corriente de carga de sólo

$$I_B = \frac{I_{out}}{\beta_{dc}} \tag{11.10}$$

Dado que esta corriente de base es mucho menor que la corriente de salida, podemos utilizar un diodo zener mucho más pequeño.

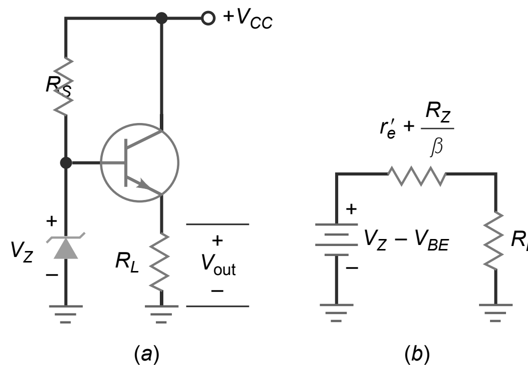
Por ejemplo, si está intentando suministrar varios amperios a unaresistencia de carga, un regulador zener normal requiere un diodo zener capaz de manejar varios amperios. Por otro lado, con el regulador mejorado de la Figura 11.14*a*, el diodo zener necesita manejar sólo decenas de miliamperios.

La segunda ventaja de un seguidor de zener es su baja impedancia de salida. En un regulador zener normal, la resistencia de carga ve una impedancia de salida de aproximadamente R_Z, la impedancia del zener. Pero en el seguidor de zener, la impedancia de salida es:

INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 11.14, el circuito seguidor de emisor reduce las variaciones de la corriente del zener en un factor β si se compara con las variaciones de la corriente del zener que existirían si el transistor no estuviera.

Figura 11.14 (*a*) Seguidor de zener. (*b*) Circuito equivalente de alterna.



$$z_{out} = r'_e + \frac{R_Z}{\beta_{dc}} \tag{11.11}$$

La Figura 11.14*b* muestra el circuito de salida equivalente. Dado que z_{out} normalmente es muy pequeña comparada con R_L, un seguidor de emisor puede mantener la tensión continua de salida casi constante porque la fuente parece constante.

En resumen, el seguidor de zener proporciona la regulación de un diodo zener con la capacidad mejorada de manejar corriente de un seguidor de emisor.

Regulador de dos transistores

La Figura 11.15 muestra otro regulador de tensión. La tensión continua de entrada V_{in} procede de una fuente de alimentación no regulada, como por ejemplo un rectificador en puente con un filtro condensador de entrada. Típicamente, V_{in} tiene un rizado pico a pico de aproximadamente el 10 por ciento de la tensión de continua. La tensión de salida final V_{out} casi no presenta rizado y es igual a un valor prácticamente constante, incluso aunque la tensión de entrada y la corriente de carga pueda variar en un amplio rango.

¿Cómo funciona? Cualquier variación en la tensión de salida produce una tensión de realimentación amplificada que se opone a la variación original. Por ejemplo, supongamos que la tensión de salida aumenta; entonces, la tensión que aparece en la base de Q_1 aumentará. Puesto que Q_1 y R_2 forman un amplificador en emisor común, la tensión de colector de Q_1 disminuirá debido a la ganancia de tensión.

Dado que la tensión de colector de Q_1 ha disminuido, la tensión de base de Q_2 disminuye. Como Q_2 es un seguidor de emisor, la tensión de salida disminuirá. En otras palabras, tenemos una realimentación negativa. El incremento original de la tensión de salida produce un decremento en oposición en la tensión de salida. El efecto global es que la tensión de salida aumentará sólo ligeramente, mucho menos que sin la realimentación negativa.

Inversamente, si la tensión de salida disminuye, aparecerá menos tensión en la base de Q_1 y más tensión en el colector de Q_1 y en el emisor de Q_2. De nuevo, tenemos una tensión de retorno que se opone a la variación original de la tensión de salida. Por tanto, la tensión de salida disminuirá sólo un poco, mucho menos que si no tuviéramos realimentación negativa.

A causa del diodo zener, la tensión de emisor de Q_1 es igual a V_Z. La tensión de base de Q_1 es la tensión anterior más V_{BE}. Por tanto, la tensión en R_4 es:

$$V_4 = V_Z + V_{BE}$$

Aplicando la ley de Ohm, la corriente a través de R_4 es:

$$I_4 = \frac{V_Z + V_{BE}}{R_4}$$

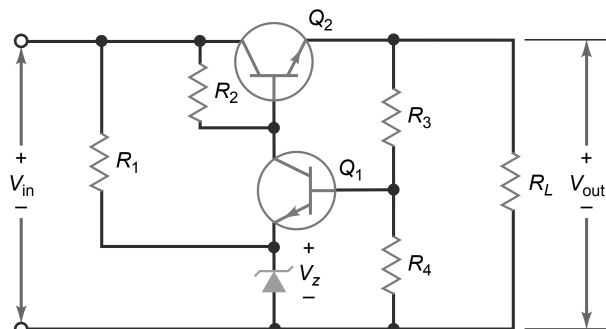
Dado que esta corriente circula por R_3 en serie con R_4, la tensión de salida es:

$$V_{out} = I_4(R_3 + R_4)$$

Desarrollando la expresión, tenemos:

$$V_{out} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}(V_Z + V_{BE}) \tag{11.12}$$

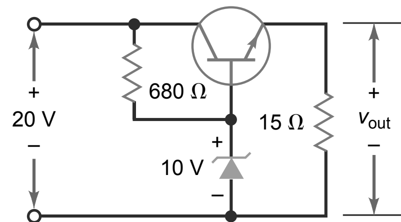
Figura 11.15 Regulador de tensión con dos transistores.



Ejemplo 11.9

La Figura 11.16 muestra un seguidor de emisor como habitualmente se dibuja en un diagrama esquemático. ¿Cuál es la tensión de salida? ¿Cuál es la corriente del zener si $\beta_{dc} = 100$?

Figura 11.16 Ejemplo.



SOLUCIÓN La tensión de salida es aproximadamente:

$$V_{out} = 10 \text{ V} - 0{,}7 \text{ V} = 9{,}3 \text{ V}$$

Con una resistencia de carga de 15 Ω, la corriente de carga es:

$$I_{out} = \frac{9{,}3 \text{ V}}{15 \, \Omega} = 0{,}62 \text{ A}$$

La corriente de base es:

$$I_B = \frac{0{,}62 \text{ A}}{100} = 6{,}2 \text{ mA}$$

La corriente a través de la resistencia serie es:

$$es = \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V}}{680 \, \Omega} = 14{,}7 \text{ mA}$$

La corriente del zener es:

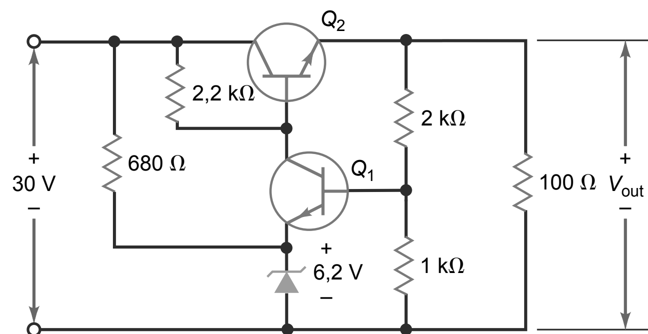
$$I_Z = 14{,}7 \text{ mA} - 6{,}2 \text{ mA} = 8{,}5 \text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 11.9 Repita el Ejemplo 11.9 utilizando un diodo zener de 8,2 V y una tensión de entrada de 15 V.

Ejemplo 11.10

¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 11.17?

Figura 11.17 Ejemplo.



SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (11.12):

$$V_{out} = \frac{2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega}(6{,}2 \text{ V} + 0{,}7 \text{ V}) = 20{,}7 \text{ V}$$

También podemos obtener este resultado de la siguiente forma: la corriente a través de la resistencia de 1 kΩ es:

$$I_4 = \frac{6{,}2 \text{ V} + 0{,}7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 6{,}9 \text{ mA}$$

Esta corriente fluye a través de una resistencia total de 3 kΩ, lo que quiere decir que la tensión de salida es:

$$V_{out} = (6{,}9 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 20{,}7 \text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 11.10 En la Figura 11.17, cambie el valor del zener a 5,6 V y calcule el nuevo valor de V_{out}.

11.6 El amplificador en base común

La Figura 11.18*a* muestra un **amplificador en base común** que utiliza una fuente de alimentación con doble polaridad. Puesto que la base está conectada a tierra, este circuito también se denomina amplificador con la base a tierra. El punto Q queda determinado por la polarización de emisor, como se muestra en el circuito equivalente de continua de la Figura 11.18*b*. Por tanto, la corriente continua de emisor está dada por:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \tag{11.13}$$

La Figura 11.18*c* muestra un amplificador en base común con polarización mediante divisor de tensión, que utiliza una sola fuente de alimentación. Fíjese en el condensador de desacoplo en paralelo con R_2, lo que pone la base a tierra de alterna. Dibujando el circuito equivalente de continua, como el que se muestra en la Figura 11.18*d*, podrá ver la configuración de polarización mediante divisor de tensión.

En cualquier amplificador, la base está puesta a tierra de alterna. La señal de entrada excita al emisor y la señal de salida se toma del colector. La Figura 11.19*a* muestra el circuito equivalente de alterna de un amplificador en base común durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada. En este circuito, la tensión alterna de colector, v_{out}, es igual a:

$$v_{out} \cong i_c r_c$$

Figura 11.18 Amplificador en base común. (*a*) Alimentación doble. (*b*) Circuito equivalente de continua con polarización de emisor. (*c*) Alimentación única. (*d*) Circuito equivalente de continua con polarización mediante divisor de tensión.

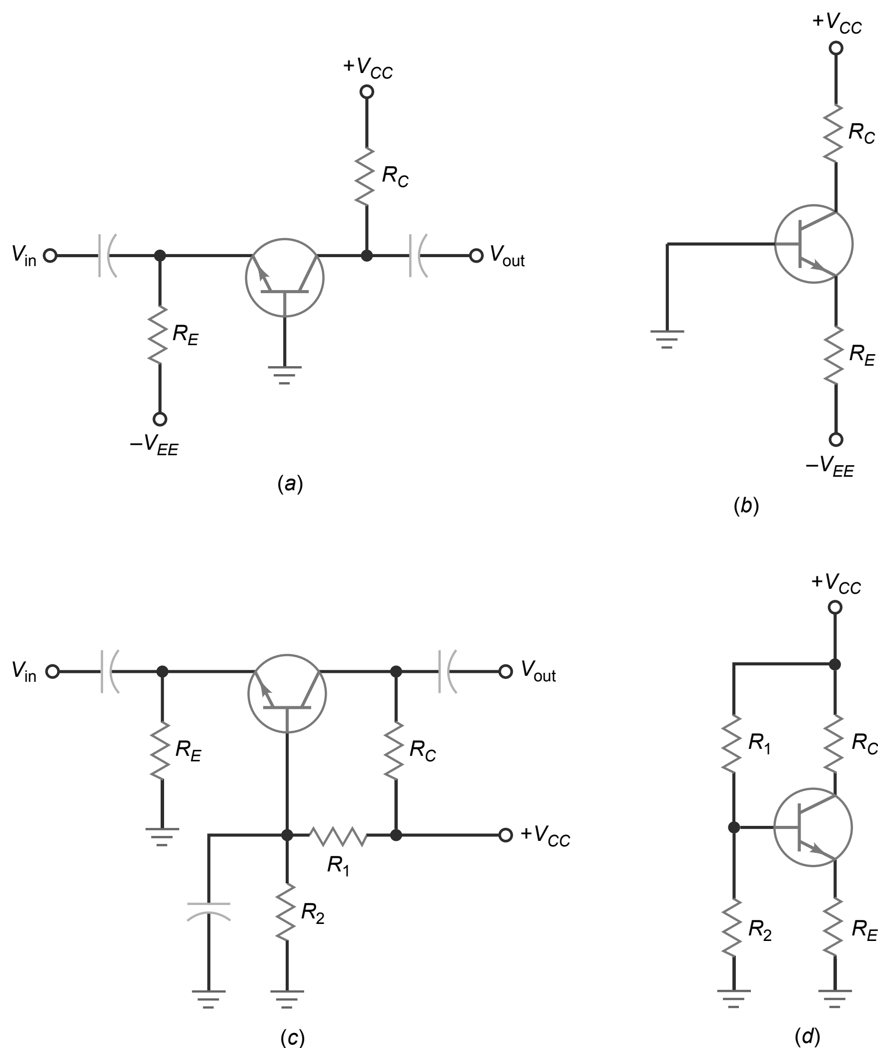
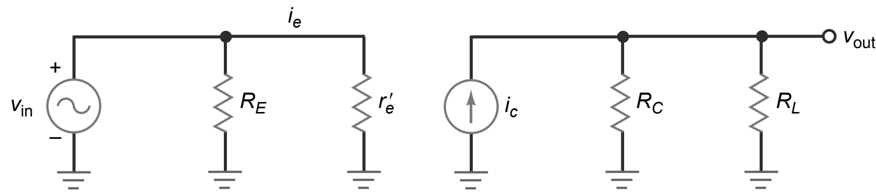


Figura 11.19 Circuito equivalente de alterna.



Esta tensión está en fase con la tensión alterna de entrada v_e. Puesto que la tensión de entrada es igual a:

$$v_{in} = i_e r'_e$$

La ganancia de tensión es:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c\, r_c}{i_e\, r'_e}$$

como $i_c \cong i_e$, la ecuación se simplifica como sigue:

$$\boldsymbol{A_v = \frac{r_c}{r'_e}} \qquad \textbf{(11.14)}$$

Observe que la ganancia de tensión tiene el mismo módulo que tendría en un amplificador en emisor común con la resistencia de emisor sin desacoplar . La única diferencia se encuentra en la fase de la tensión de salida. Mientras que la señal de salida de un amplificador en emisor común está desfasada 180° con respecto a la señal de entrada, la tensión de salida del amplificador en base común está en fase con la señal de entrada.

Idealmente, la fuente de corriente de colector de la Figura 11.19 tiene una impedancia interna infinita. Por tanto, la impedancia de salida de un amplificador en base común es:

$$\boldsymbol{z_{out} \cong R_c} \qquad \textbf{(11.15)}$$

Una de la principales diferencias entre el amplificador en base común y otras configuraciones de amplificador es su baja impedancia de entrada. Mirando desde el emisor en el circuito de la Figura 11.19, tenemos una impedancia de entrada de:

$$z_{in(emisor)} = \frac{v_e}{i_e} = \frac{i_e r'_e}{i_e} \quad \text{o} \quad z_{in(emisor)} = r'_e$$

La impedancia de entrada del circuito es:

$$z_{in} = R_E \parallel r'_e$$

Puesto que, normalmente, R_E es mucho más grande que r'_e, la impedancia de entrada del circuito es aproximadamente igual a:

$$\boldsymbol{z_{in} \cong r'_e} \qquad \textbf{(11.16)}$$

Por ejemplo, si $I_E = 1$ mA, la impedancia de entrada de un amplificador en base de común es sólo de 25 Ω. A menos que la fuente alterna de entrada sea muy pequeña, la mayor parte de la señal se perderá en la resistencia de la fuente.

La impedancia de entrada de un amplificador en base común normalmente es tan baja que sobrecarga a la mayoría de las fuentes de señal. Por esta razón, no se suelen emplear amplificadores en base común discretos a bajas frecuencias; principalmente se emplean en aplicaciones de alta frecuencia (por encima de 10 MHz) en las que son habituales impedancias de fuente bajas. También, a altas frecuencias, la base separa la entrada y la salida dando lugar a pequeñas oscilaciones a dichas frecuencias.

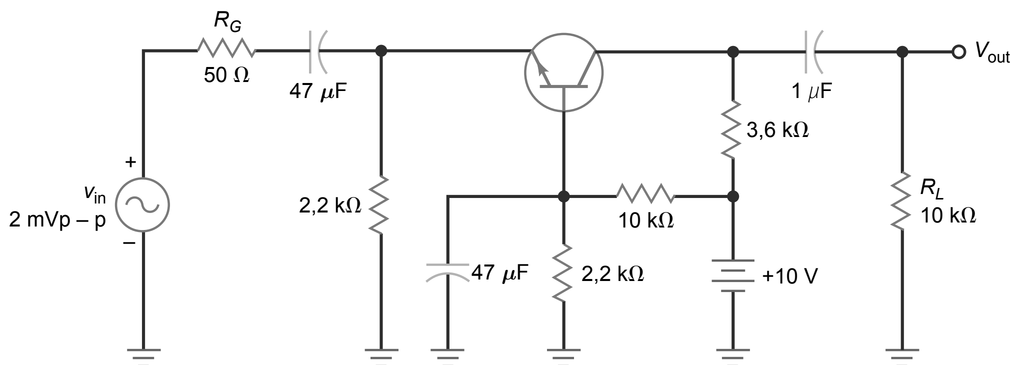
El circuito seguidor de emisor se empleaba en aplicaciones en las que se necesitaba una fuente de alta impedancia para excitar una carga de baja impedancia. Y para conseguir justo lo contrario, podemos utilizar un circuito en base común para acoplar una fuente de baja impedancia a una carga de alta impedancia.

En la Tabla-resumen 11.1 se muestra un resumen de las cuatro configuraciones más comunes del amplificador a transistores. Es importante que sepa reconocer las diferentes configuraciones de amplificador , conozca sus características básicas y comprenda sus aplicaciones más comunes.

Ejemplo 11.11

¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 11.20?

Figura 11.20 Ejemplo.



SOLUCIÓN El circuito tiene que tener su punto Q determinado.

$$V_B = \frac{2{,}2\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 2{,}2\ \text{k}\Omega}(+10\ \text{V}) = 1{,}8\ \text{V}$$

$$V_E = V_B - 0{,}7\ \text{V} = 1{,}8\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 1{,}1\ \text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1{,}1\ \text{V}}{2{,}2\ \text{k}\Omega} = 500\ \mu\text{A}$$

Por tanto, $r'_e = \dfrac{25\ \text{mV}}{500\ \mu\text{A}} = 50\ \Omega$

Ahora obtenemos los valores de alterna del circuito:

$$z_{in} = R_E \parallel r'_e = 2{,}2\ \text{k}\Omega \parallel 50\ \Omega \cong 50\ \Omega$$

$$z_{out} = R_C = 3{,}6\ \text{k}\Omega$$

$$A_V = \frac{r_c}{r'_e}$$

$$= \frac{3{,}6\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega}{50\ \Omega} = \frac{2{,}65\ \text{k}\Omega}{50\ \Omega} = 53$$

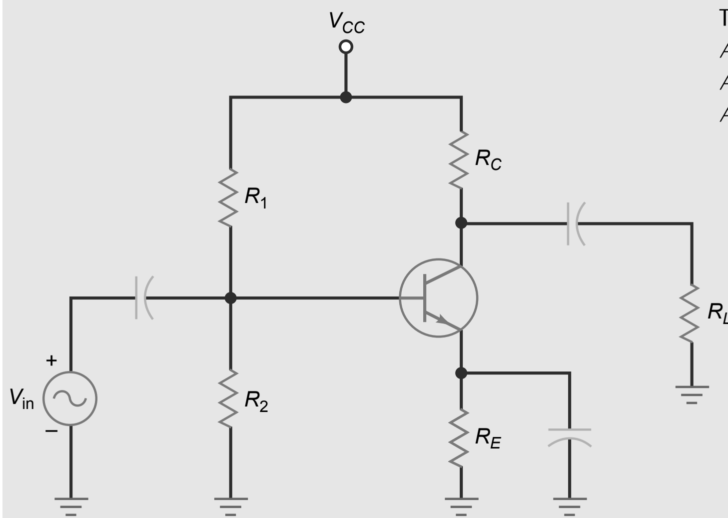
$$v_{in(base)} = \frac{r'_e}{R_G}(v_{in})$$

$$= \frac{50\ \Omega}{50\ \Omega + 50\ \Omega}(2\ \text{mV}_{pp}) = 1\ \text{mV}_{pp}$$

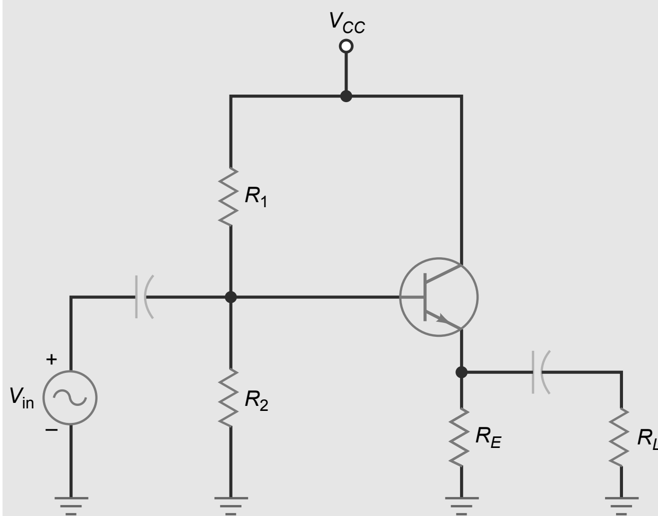
$$v_{out} = (A_v)(v_{in(base)}) = (53)(1\ \text{mV}_{pp}) = 53\ \text{mV}_{pp}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 11.11 En la Figura 11.20, cambie V_{CC} a 20 V y calcule v_{out}.

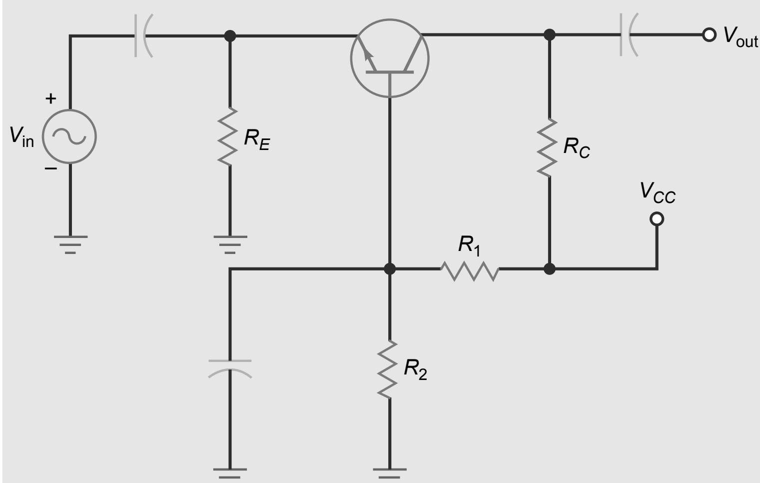
Tabla-resumen 11.1 Configuraciones comunes del amplificador



Tipo: Emisor común
A_v: Media-alta
A_i: β
A_p: Alta
Θ: 180°
z_{in}: Media
z_{out}: Media
Aplicaciones: amplificador de propósito general, con ganancia de tensión y de corriente

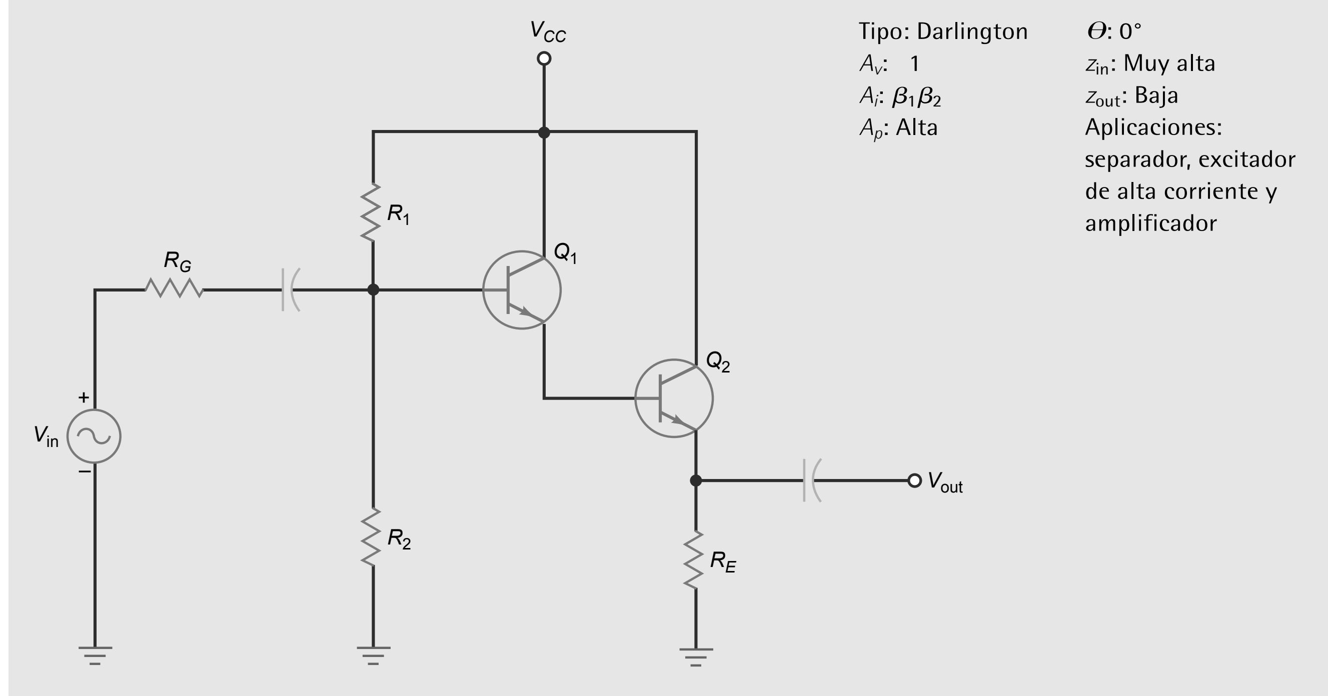


Tipo: Colector común
A_v: 1
A_i: β
A_p: Media
Θ: 0°
z_{in}: Alta
z_{out}: Baja
Aplicaciones: separador, adaptación de impedancias, excitador de alta corriente



Tipo: Base común
A_v: Media-alta
A_i: 1
A_p: Media
Θ: 0°
z_{in}: Baja
z_{out}: Alta
Aplicaciones: amplificador para altas frecuencias, adaptación de baja a alta impedancia

Tabla-resumen 11.1 (continuación)



Tipo: Darlington
A_v: 1
A_i: $\beta_1\beta_2$
A_p: Alta
Θ: 0°
z_{in}: Muy alta
z_{out}: Baja
Aplicaciones: separador, excitador de alta corriente y amplificador

Resumen

SEC. 11.1 AMPLIFICADOR EN COLECTOR COMÚN

Un amplificador en colector común, conocido también como seguidor de emisor, tiene su colector conectado a tierra de alterna. La señal de entrada excita la base y la señal de salida procede del emisor. Puesto que está fuertemente estabilizado, un seguidor de emisor tiene una ganancia de tensión estable, una alta impedancia de entrada y una baja distorsión.

SEC. 11.2 IMPEDANCIA DE SALIDA

La impedancia de salida de un amplificador es la misma que su impedancia de Thevenin. Un seguidor de emisor tiene una baja impedancia de salida. La ganancia de corriente de un transistor transforma la impedancia de fuente, que excita la base, a un valor mucho menor cuando se ve desde el emisor.

SEC. 11.3 ETAPAS EN EMISOR COMÚN Y EN COLECTOR COMÚN CONECTADAS EN CASCADA

Cuando una resistencia de carga pequeña se conecta a la salida de un amplificador en emisor común, puede sobrecargarse dando lugar a una ganancia de tensión muy baja. Un amplificador en colector común colocado entre la salida del emisor común y la carga reduce significativamente este efecto. De este modo, el amplificador en colector común está actuando como un *buffer*.

SEC. 11.4 CONEXIONES DARLINGTON

Dos transistores pueden conectarse como un par Darlington. El emisor del primer transistor se conecta a la base del segundo. Esto produce una ganancia de corriente total igual al producto de las ganancias de corriente individuales.

SEC. 11.5 REGULACIÓN DE TENSIÓN

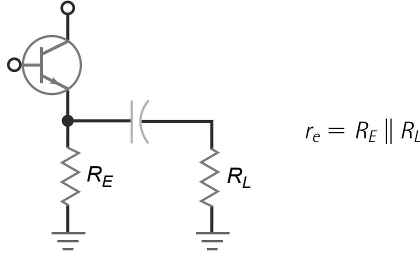
Combinando un diodo zener y un seguidor de emisor, obtenemos un seguidor de zener. Este circuito produce una tensión de salida regulada con corrientes de carga altas. La ventaja es que la corriente del zener es mucho menor que la corriente de carga. Añadiendo una etapa de ganancia de tensión, puede obtenerse una tensión de salida regulada mayor.

SEC. 11.6 AMPLIFICADOR EN BASE COMÚN

La configuración de amplificador en base común tiene su base conectada a tierra de alterna. La señal de entrada excita al emisor y la señal de salida procede del colector. Aunque este circuito no tiene ganancia de corriente, puede producir una ganancia de tensión significativa. El amplificador en base común tiene una impedancia de entrada baja y una impedancia de salida alta, y se utiliza en aplicaciones de alta frecuencia.

Definiciones

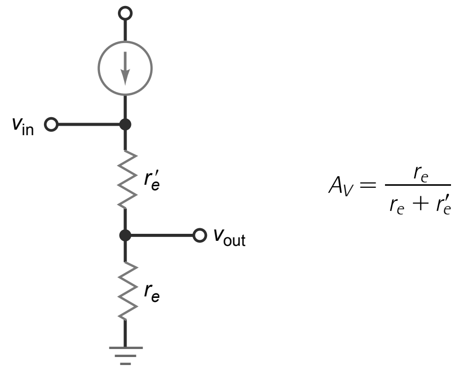
(11.1) Resistencia de emisor en alterna:



$$r_e = R_E \parallel R_L$$

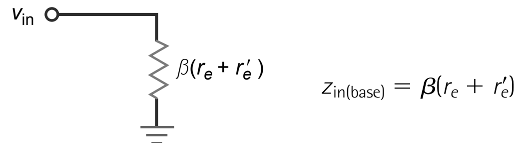
Derivaciones

(11.2) Ganancia de tensión del seguidor de emisor:



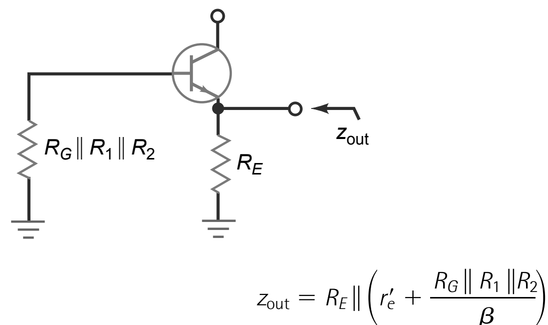
$$A_V = \frac{r_e}{r_e + r'_e}$$

(11.3) Impedancia de entrada de la base del seguidor de emisor:



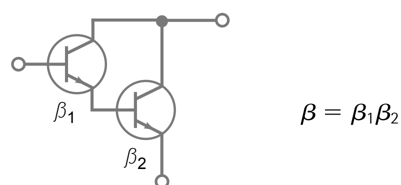
$$z_{in(base)} = \beta(r_e + r'_e)$$

(11-5) Impedancia de salida del seguidor de emisor:



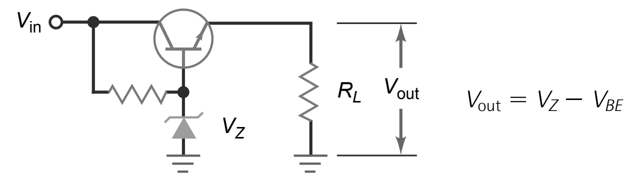
$$z_{out} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta}\right)$$

(11-7) Ganancia de corriente del transistor Darlington:



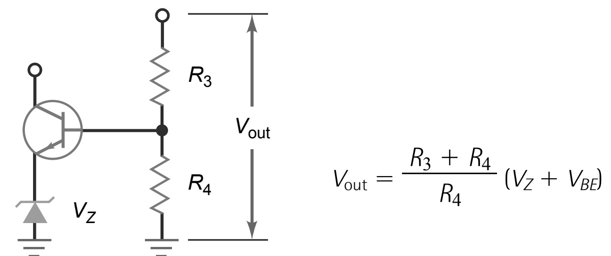
$$\beta = \beta_1 \beta_2$$

(11.9) Seguidor de zener:



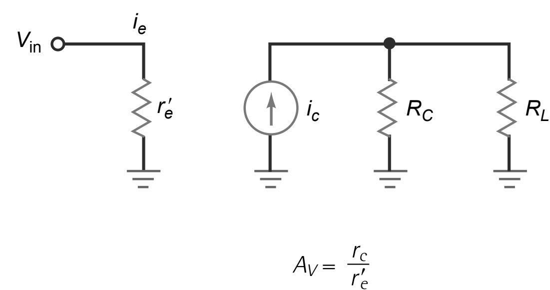
$$V_{out} = V_Z - V_{BE}$$

(11.12) Regulador de tensión:



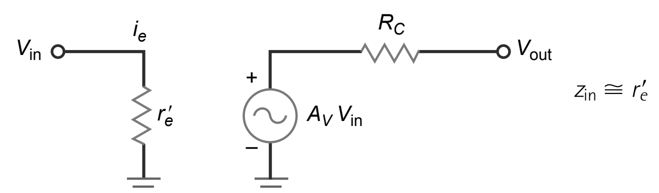
$$V_{out} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}(V_Z + V_{BE})$$

(11.14) Ganancia de tensión en base común:



$$A_V = \frac{r_c}{r'_e}$$

(11.16) Impedancia de entrada en base común:



$$z_{in} \cong r'_e$$

Cuestiones

1. **Un seguidor de emisor tiene una ganancia de tensión que es**
   a. mucho menor que uno
   b. aproximadamente igual a uno
   c. mayor que uno
   d. cero

2. **La resistencia en alterna total de emisor de un seguidor de emisor es igual a**
   a. r'_e
   b. r_e
   c. $r_e + r'_e$
   d. R_E

3. **La impedancia de entrada de la base de un seguidor de emisor normalmente**
   a. es baja
   b. es alta
   c. está cortocircuitada a tierra
   d. está en abierto

4. **La ganancia de corriente en continua de un seguidor de emisor es**
   a. 0
   b. ≈ 1
   c. β_{dc}
   d. dependiente de r'_e

5. **La tensión alterna de base de un seguidor de emisor cae en**
   a. el diodo de emisor
   b. la resistencia de emisor en continua
   c. la resistencia de carga
   d. el diodo de emisor y la resistencia externa de emisor en alterna

6. **La tensión de salida de un seguidor de emisor cae en**
   a. el diodo de emisor
   b. la resistencia de colector en continua
   c. la resistencia de carga
   d. el diodo de emisor y la resistencia externa de emisor en alterna

7. **Si $\beta = 200$ y $r_e = 150\ \Omega$, la impedancia de entrada de la base es**
   a. 30 kΩ
   b. 600 Ω
   c. 3 kΩ
   d. 5 kΩ

8. **La tensión de entrada a un seguidor de emisor normalmente es**
   a. menor que la tensión del generador
   b. igual que la tensión del generador
   c. mayor que la tensión del generador
   d. igual que la tensión de alimentación

9. **La corriente alterna de emisor es aproximadamente**
   a. V_G dividido entre r_e
   b. v_{in} dividido entre r'_e
   c. V_G dividido entre r'_e
   d. v_{in} dividido entre r_e

10. **La tensión de salida de un seguidor de emisor es aproximadamente**
    a. 0
    b. V_G
    c. v_{in}
    d. V_{CC}

11. **La tensión de salida de un seguidor de emisor**
    a. está en fase con v_{in}
    b. es mucho mayor que v_{in}
    c. está desfasada 180°
    d. generalmente es mucho menor que v_{in}

12. **Un separador seguidor de emisor generalmente se utiliza cuando**
    a. $R_G << R_L$
    b. $R_G = R_L$
    c. $R_L << R_G$
    d. R_L es muy grande

13. **Para obtener la máxima transferencia de potencia, un amplificador en colector común se diseña de modo que**
    a. $R_G << z_{in}$
    b. $z_{out} >> R_L$
    c. $z_{out} << R_L$
    d. $z_{out} = R_L$

14. **Si una etapa en emisor común se acopla directamente a un seguidor de emisor**
    a. pasarán las bajas y las altas frecuencias
    b. sólo pasarán las altas frecuencias
    c. las señales de alta frecuencia se bloquearán
    d. las señales de baja frecuencia se bloquearán

15. **Si la resistencia de carga de un seguidor de emisor es muy grande, la resistencia externa de emisor en alterna será igual a**
    a. la resistencia del generador
    b. la impedancia de la base
    c. la resistencia de emisor en continua
    d. la resistencia de colector en continua

16. **Si un seguidor de emisor tiene $r'_e = 10\ \Omega$ y $r_e = 90\ \Omega$, la ganancia de tensión es aproximadamente**
    a. 0
    b. 0,5
    c. 0,9
    d. 1

17. **Un circuito seguidor de emisor siempre hace la resistencia de fuente**
    a. β veces más pequeña
    b. β veces más grande
    c. igual a la resistencia de carga
    d. igual a cero

18. **A transistor Darlington tiene**
    a. una impedancia de entrada muy baja
    b. tres transistores
    c. una ganancia de corriente muy alta
    d. una caída de tensión V_{BE}

19. **La configuración de amplificador que produce un desplazamiento de fase de 180° es**
    a. base común
    b. colector común
    c. emisor común
    d. Todas las anteriores

20. **Si en un seguidor de emisor la tensión del generador es de 5 mV, la tensión de salida que cae en la carga es aproximadamente**
    a. 5 mV
    b. 150 mV
    c. 0,25 V
    d. 0,5 V

21. **Si la resistencia de carga de la Figura 11.1*a* está cortocircuitada, ¿cuáles de los siguientes valores serán diferentes de los normales?**

a. Sólo las tensiones alternas
b. Sólo las tensiones continuas
c. Tanto las tensiones continuas como las tensiones alternas
d. Ni la tensiones continuas ni las tensiones alternas

22. Si R_1 está en circuito abierto en un seguidor de emisor, ¿cuál de las siguientes afirmaciones es cierta?
a. La tensión continua de base es V_{CC}
b. La tensión continua de colector es cero
c. La tensión de salida es normal
d. La tensión continua de base es cero

23. Normalmente, la distorsión en un seguidor de emisor es
a. muy pequeña
b. muy alta
c. grande
d. no es aceptable

24. La distorsión en un seguidor de emisor es
a. raramente baja
b. a menudo alta
c. siempre baja
d. alta cuando se produce recorte

25. Si una etapa en emisor común se acopla directamente a un seguidor de emisor, ¿cuántos condensadores de acoplo habrá entre las dos etapas?
a. 0
b. 1
c. 2
d. 3

26. Un transistor Darlington tiene una β de 8000. Si $R_E = 1$ kΩ y $R_L = 100$ Ω, la impedancia de entrada de la base será próxima a
a. 8 kΩ
b. 80 kΩ
c. 800 kΩ
d. 8 MΩ

27. La resistencia de emisor en alterna de un seguidor de emisor
a. es igual a la resistencia de emisor en continua
b. es más grande que la resistencia de carga
c. es β veces más pequeña que la resistencia de carga
d. normalmente es menor que la resistencia de carga

28. Un amplificador en base común tiene una ganancia de tensión que es
a. mucho menor que uno
b. aproximadamente igual a uno
c. mayor que uno
d. igual a cero

29. Se utiliza un amplificador en base común en un diseño cuando
a. $R_{fuente} >> R_L$
b. $R_{fuente} << R_L$
c. se necesita una ganancia de corriente alta
d. se necesitan bloquear las altas frecuencias

30. Se puede utilizar un amplificador en base común
a. para adaptar bajas impedancias a altas impedancias
b. tener ganancia de tensión sin que se requiera ganancia de corriente
c. cuando se necesita un amplificador de alta frecuencia
d. Todas las anteriores

31. La corriente de zener en un seguidor de zener es
a. igual a la corriente de salida
b. menor que la corriente de salida
c. mayor que la corriente de salida
d. susceptible de sufrir un sobrecalentamiento desenfrenado

32. En un regulador de tensión de dos transistores, la tensión de salida
a. está regulada
b. tiene mucho menos rizado que la tensión de entrada
c. es mayor que la tensión del zener
d. Todas las anteriores

Problemas

SEC. 11.1 AMPLIFICADOR EN COLECTOR COMÚN

11.1 En la Figura 11.21, ¿cuál es la impedancia de entrada de la base si $\beta = 200$? ¿Y la impedancia de entrada de la etapa?

11.2 Si $\beta = 150$ en el circuito de la Figura 11.21, ¿cuál es la tensión alterna de entrada al seguidor de emisor?

11.3 ¿Cuál es la ganancia de tensión en el circuito de la Figura 11.21? Si $\beta = 175$, ¿cuál es la tensión alterna en la carga?

11.4 ¿Cuál es la tensión de entrada en el circuito de la Figura 11.21 si β varía en un rango comprendido entre 50 y 300?

11.5 En el circuito de la Figura 11.21 se duplica el valor de todas las resistencias. ¿Qué ocurre con la impedancia de entrada de la etapa si $\beta = 150$? ¿Y con la tensión de entrada?

11.6 ¿Cuál es la impedancia de entrada de la base si $\beta = 200$ en el circuito de la Figura 11.22? ¿Y la impedancia de entrada de la etapa?

11.7 En la Figura 11.22, ¿cuál es la tensión alterna de entrada al seguidor de emisor si $\beta = 150$ y $v_{in} = 1$ V?

11.8 ¿Cuál es la ganancia de tensión en el circuito de la Figura 11.22? Si $\beta = 175$, ¿cuál es la tensión alterna en la carga?

SEC. 11.2 IMPEDANCIA DE SALIDA

11.9 ¿Cuál es la impedancia de salida en el circuito de la Figura 11.21 si $\beta = 200$?

11.10 ¿Cuál es la impedancia de salida en el circuito de la Figura 11.22 si $\beta = 100$?

SEC. 11.3 ETAPAS EN EMISOR COMÚN Y EN COLECTOR COMÚN CONECTADAS EN CASCADA

11.11 ¿Cuál es la ganancia de tensión de la etapa en emisor común de la Figura 11.23 si el segundo transistor tiene una ganancia de corriente en alterna y en continua de 200?

11.12 Si ambos transistores del circuito de la Figura 11.23 tienen ganancias de corriente en alterna y en continua de 150, ¿cuál es la tensión de salida cuando $V_G = 10$ mV?

11.13 Si ambos transistores del circuito de la Figura 11.23 tienen ganancias de corriente en alterna y en continua de 200, ¿cuál es la ganancia de tensión de la etapa en emisor común si la resistencia de carga se reduce a 125 Ω?

Figura 11.21

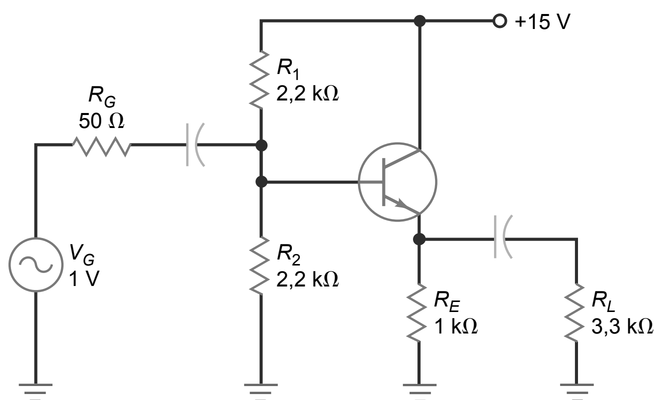


Figura 11.22

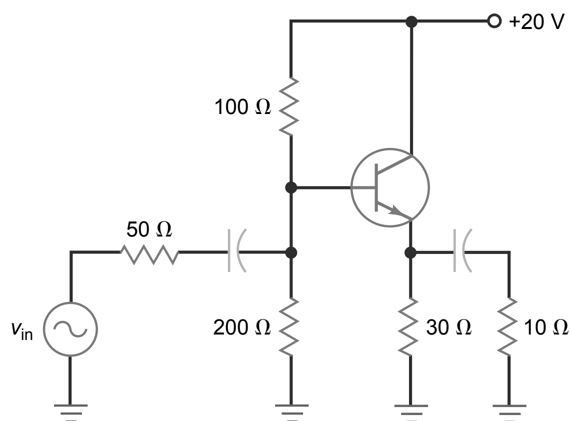
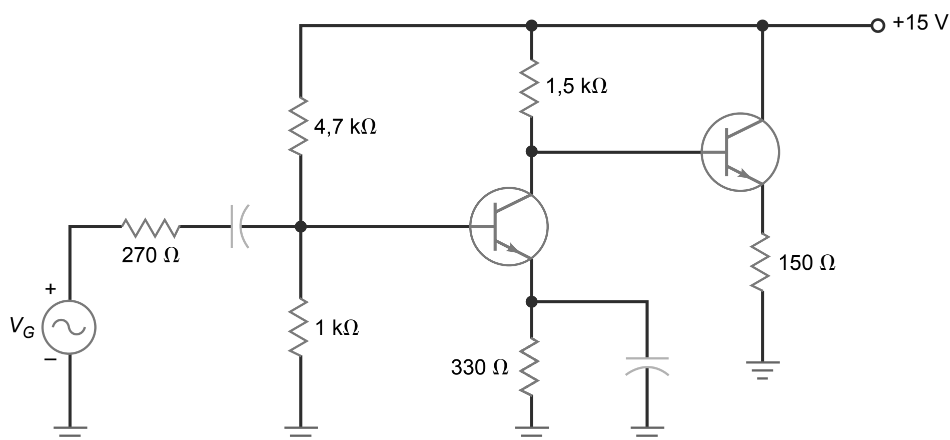


Figura 11.23



11.14 En el circuito de la Figura 11.23, ¿qué ocurriría con la ganancia de tensión del amplificador en emisor común si la etapa de seguidor de emisor se eliminara y se utilizara un condensador para acoplar la señal de alterna a la carga de 150 Ω?

SEC. 11.4 CONEXIONES DARLINGTON

11.15 Si el par Darlington de la Figura 11.24 tiene una ganancia de corriente de 5000, ¿cuál es la impedancia de entrada de la base de Q_1?

11.16 En la Figura 11.24, ¿cuál es la tensión alterna de entrada a la base de Q_1 si el par Darlington tiene una ganancia de corriente total de 7.000?

11.17 En el circuito de la Figura 11.25 ambos transistores tienen una β de 150. ¿Cuál es la impedancia de entrada de la base del primer transistor?

11.18 En el circuito de la Figura 11.25, ¿cuál es la tensión alterna de entrada a la base de Q_1 si el par Darlington tiene una ganancia total de corriente de 2.000?

Figura 11.24

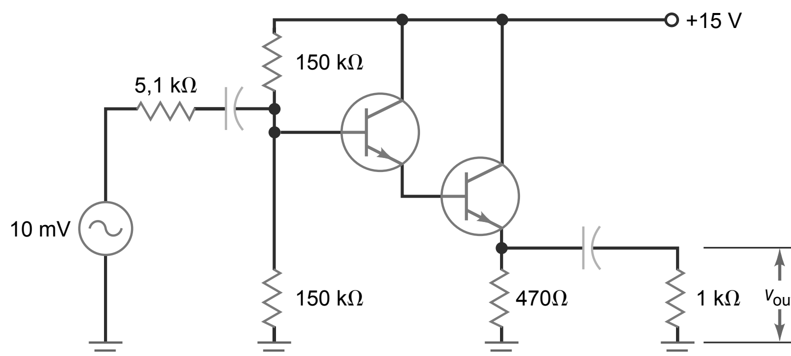
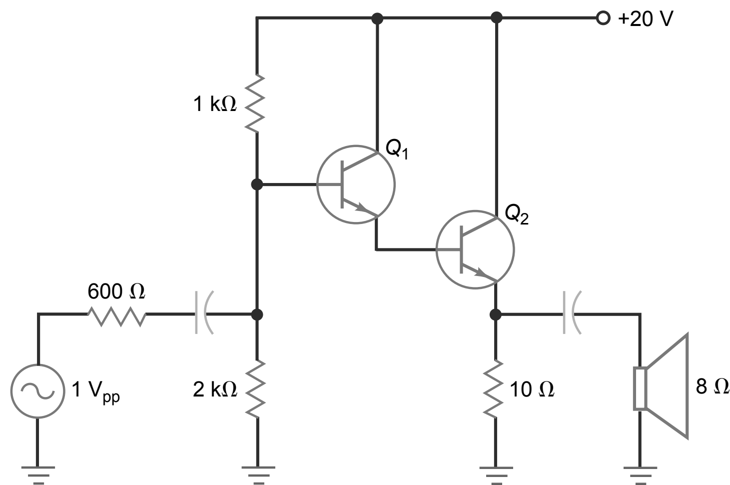


Figura 11.25

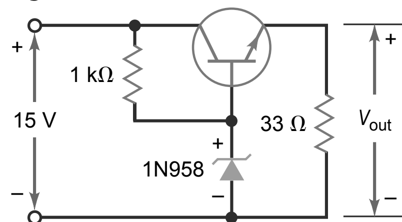


SEC. 11.5 REGULACIÓN DE TENSIÓN

11.19 El transistor de la Figura 11.26 tiene una ganancia de corriente de 150. Si el 1N958 tiene una tensión de zener de 7,5 V, ¿cuál será la tensión de salida? ¿Y la corriente del zener?

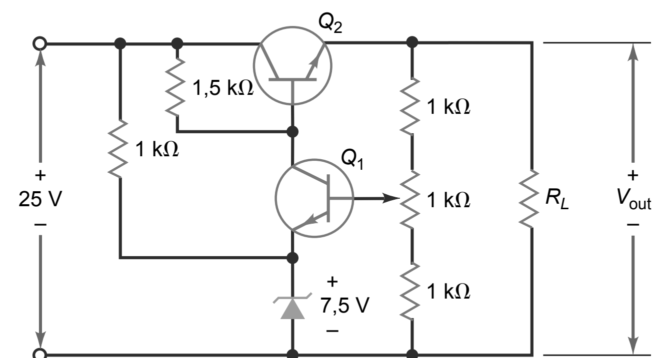
11.20 Si la tensión de entrada del circuito de la Figura 11.26 cambia a 25 V, ¿cuál será la tensión de salida? ¿Y la corriente del zener?

Figura 11.26



11.21 El potenciómetro de la Figura 11.27 puede variar de 0 a 1 kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida cuando el cursor del potenciómetro se encuentra en el centro?

Figura 11.27

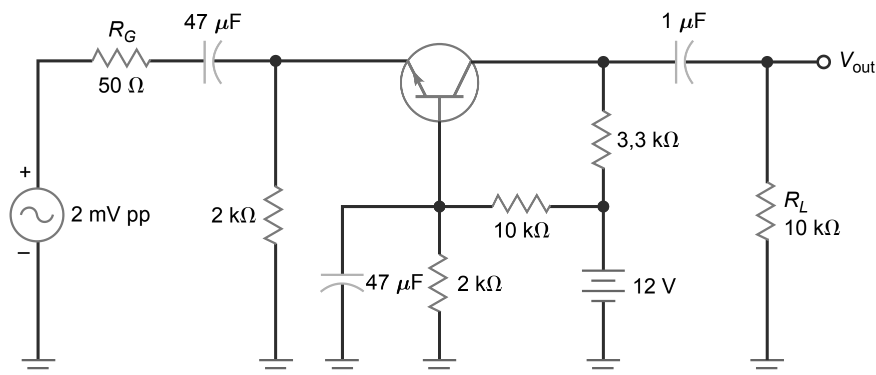


11.22 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 11.27 si el cursor del potenciómetro está en el extremo superior? ¿Y si se encuentra en el extremo inferior?

SEC. 11.6 AMPLIFICADOR EN BASE COMÚN

11.23 En el circuito de la Figura 11.28, ¿cuál es la corriente de emisor en el punto *Q*?

Figura 11.28



11.24 ¿Cuál es la ganancia de tensión aproximada en el circuito de la Figura 11.28?

11.25 En el circuito de la Figura 11.28, ¿cuál es la impedancia de entrada que ve el emisor? ¿Cuál es la impedancia de entrada de la etapa?

11.26 En el circuito de la Figura 11.28, con una entrada de 2 mV del generador, ¿cuál es el valor de v_{out}?

11.27 En el circuito de la Figura 11.28, si la tensión de alimentación V_{CC} se aumentara a 15 V, ¿a qué sería v_{out}?

Pensamiento crítico

11.28 En la Figura 11.26, ¿cuál es la disipación de potencia del transistor si la ganancia de corriente es 100 y la tensión del zener es 7,5 V?

11.29 En la Figura 11.28, el transistor tiene una β_{dc} de 150. Calcule las siguientes magnitudes: V_B, V_E, V_C, I_E, I_C e I_B.

11.30 Si una señal de entrada con valor de pico a pico de 5 mV excita el circuito de la Figura 11.29*a*, ¿cuáles son las dos tensiones alternas de de salida? ¿Cuál cree que es el propósito de este circuito?

11.31 La Figura 11.29*b* muestra un circuito en el que la tensión de control puede ser 0 V o +5 V. Si la tensión de audio de entrada es 10 mV, ¿cuál es la tensión de audio de salida cuando la tensión de control es de 0 V? ¿Y cuando la tensión de control es +5 V? ¿Qué función supone que realiza este circuito?

11.32 En el circuito de la Figura 11.26, ¿cuál sería la tensión de salida si el diodo zener estuviera en abierto?

11.33 En el circuito de la Figura 11.26, si la resistencia de carga de 33 Ω está cortocircuitada, ¿cuál es la disipación de potencia del transistor?

11.34 En el circuito de la Figura 11.27, ¿cuál es la disipación de potencia de Q_2 cuando el cursor del potenciómetro está en el centro y la resistencia de carga es 100 Ω?

11.35 En la Figura 11.24, si ambos transistores tienen una β de 100, ¿cuál es la impedancia de salida aproximada del amplificador?

11.36 En el circuito de la Figura 11.23, si la tensión de entrada del generador fuera 100 mV pp y el condensador de desacoplo de emisor estuviera en circuito abierto, ¿cuál sería la tensión de salida en la carga?

11.37 En el circuito de la Figura 11.28, ¿cuál sería la tensión de salida si el condensador de desacoplo de la base está cortocircuitado?

Detección de averías

Utilice la Figura 11.30 para los problemas restantes. La tabla titulada "Milivoltios de alterna" contiene las medidas de las tensiones de alterna expresadas en milivoltios. Para este ejercicio, todas las resistencias son correctas. Las averías se limitan a condensadores en circuito abierto, cables de conexión en circuito abierto y transistores en abierto.

11.38 Localizar las averías de T1 a T3.

11.39 Localizar las averías de T4 a T7.

Figura 11.29

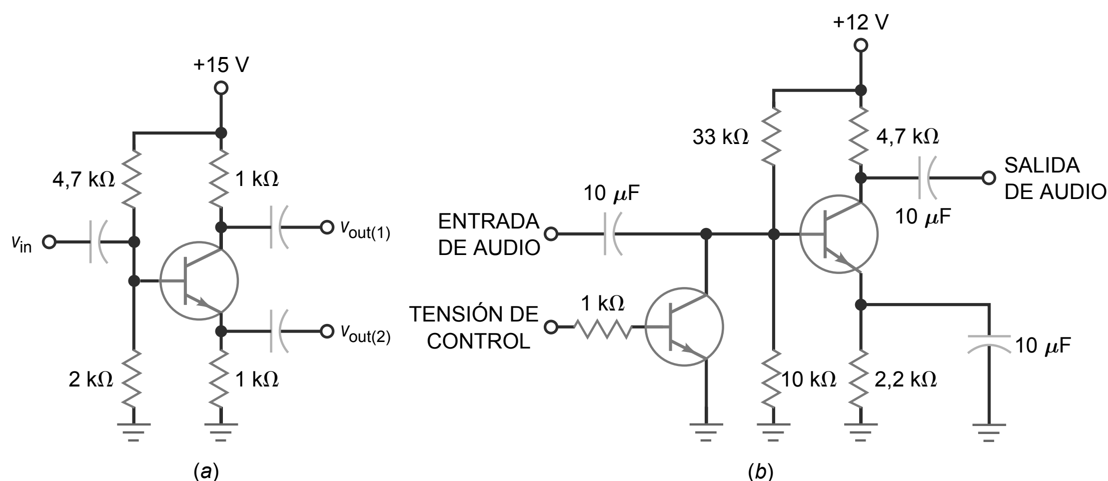
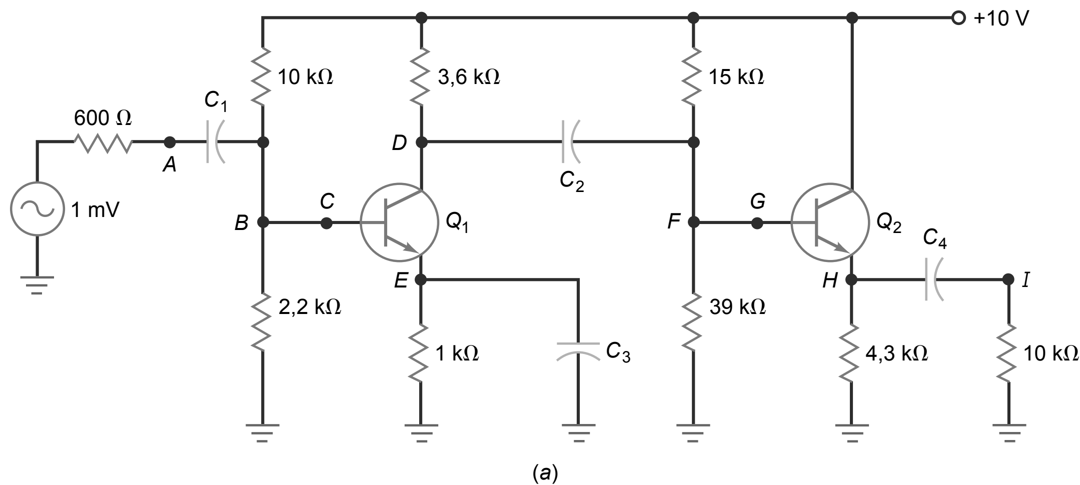


Figura 11.30



(*a*)

Milivoltios de alterna

Avería	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	V_G	V_H	V_I
OK	0,6	0,6	0,6	70	0	70	70	70	70
*T*1	0,6	0,6	0,6	70	0	70	70	70	0
*T*2	0,6	0,6	0,6	70	0	70	0	0	0
*T*3	1	0	0	0	0	0	0	0	0
*T*4	0,75	0,75	0,75	2	0,75	2	2	2	2
*T*5	0,75	0,75	0	0	0	0	0	0	0
*T*6	0,6	0,6	0,6	95	0	0	0	0	0
*T*7	0,6	0,6	0,6	70	0	70	70	0	0

(*b*)

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje el diagrama esquemático de un seguidor de emisor. Dígame por qué este circuito se utiliza habitualmente en amplificadores de potencia y reguladores de tensión.
2. Dígame todo lo que sepa acerca de la impedancia de salida de un seguidor de emisor.
3. Dibuje un par Darlington y explique por qué la ganancia total de corriente es igual al producto de las ganancias de corriente individuales.
4. Dibuje un seguidor de zener y explique por qué regula la tensión de salida frente a las variaciones de la tensión de entrada.
5. ¿Cuál es la ganancia de tensión de un seguidor de emisor? ¿En qué aplicaciones resultaría útil un circuito así?
6. Explíqueme por qué un par Darlington tiene una ganancia de potencia más alta que un único transistor.
7. ¿Por qué los circuitos "seguidores" son tan importantes en los circuitos de audio?
8. ¿Cuál es el ganancia de tensión alterna aproximada de un amplificador en colector común?
9. ¿Qué otro nombre recibe el amplificador en colector común?
10. ¿Cuál es la relación entre la fase de una señal alterna (salida respecto de la entrada) en un amplificador en colector común?
11. Si un técnico mide una ganancia de tensión unidad (la tensión de salida dividida entre la tensión de entrada) en un amplificador en colector común, ¿cuál es el problema?
12. El amplificador Darlington se utiliza en el amplificador de potencia final de la mayor parte de los amplificadores de audio de muy alta calidad. ¿Cómo incrementa un amplificador Darlington la ganancia de potencia?

Respuestas al autotest

1. b
2. c
3. b
4. c
5. d
6. c
7. a
8. a
9. d
10. c
11. a
12. c
13. d
14. a
15. c
16. c
17. a
18. c
19. c
20. a
21. a
22. d
23. a
24. d
25. a
26. c
27. d
28. c
29. b
30. d
31. b
32. d

Respuestas a los problemas prácticos

11.1 $z_{in(base)} = 303\ k\Omega$; $z_{in(etapa)} = 4{,}92\ k\Omega$

11.2 $v_{in} \approx 0{,}893$ V

11.3 $v_{in} = 0{,}979$ V; $v_{out} = 0{,}974$ V

11.4 $z_{out} = 3{,}33\ \Omega$

11.5 $z_{out} = 2{,}86\ \Omega$

11.6 $A_v = 222$

11.7 $A_v = 6{,}28$

11.8 $\beta = 5625$; $I_{B1} = 14{,}3\ \mu A$; $z_{in(base)} = 112{,}5\ k\Omega$

11.9 $V_{out} = 7{,}5$ V; $I_Z = 5$ mA

11.10 $V_{out} = 18{,}9$ V

11.11 $V_{out} = 76{,}9$ mVpp

Capítulo 12

Amplificadores de potencia

En una radio estéreo o en una televisión, la señal de entrada es pequeña. Sin embargo, después de varias etapas de ganancia de tensión, la señal se hace más grande y utiliza la recta de carga completa. En estas etapas posteriores de un sistema, las corrientes de colector son mucho grandes porque las impedancias de carga son mucho más pequeñas. Por ejemplo, los altavoces estéreos pueden tener una impedancia de 8 Ω o menor.

Como se ha dicho en el Capítulo 6, los transistores de pequeña señal tienen una limitación de potencia de menos de 1 W, mientras que los transistores de potencia pueden manejar potencias de más de 1 W. Los transistores de pequeña señal se utilizan normalmente en las primeras etapas de los sistemas donde la potencia de señal es pequeña, y los transistores de potencia se emplean en las etapas finales porque tanto la potencia de la señal como la corriente son altas.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Explicar cómo se determinan la recta de carga en continua, la recta de carga en alterna y el punto *Q* en los amplificadores de potencia en emisor común y en colector común.
- Calcular la tensión alterna máxima pico a pico (MPP) no recortada que es posible obtener en los amplificadores de potencia en emisor común y en colector común.
- Describir las características de los amplificadores, incluyendo las clases de funcionamiento, los tipos de acoplamiento y los rangos de frecuencia.
- Dibujar un esquemático del amplificador *push-pull* de clase B/AB y explicar cómo funciona.
- Determinar el rendimiento de los amplificadores de potencia de transistores.
- Enumerar los factores que limitan la potencia de un transistor y explicar qué se puede hacer para mejorar los parámetros de potencia.

Contenido del capítulo

Vocabulario

acoplamiento capacitivo
acoplamiento directo
acoplamiento mediante transformador
amplificador de audio
amplificador de banda ancha
amplificador de banda estrecha
amplificador de potencia
amplificador de radiofrecuencia (RF)
amplificador de RF sintonizado
ancho de banda (BW)
armónicos
calentamiento descontrolado
ciclo de trabajo
circuito *push-pull*
consumo de corriente
diodos de compensación
distorsión de cruce
etapa excitadora
funcionamiento en clase A
funcionamiento en clase AB
funcionamiento en clase B
funcionamiento en clase C
funcionamiento para señales grandes
ganancia de potencia
preamplificador
recta de carga en alterna
rendimiento
salida nominal de alterna

12.1 Clasificaciones del amplificador

Existen varios criterios que permiten describir a los amplificadores. Por ejemplo, podemos describirlos por su clase de funcionamiento, por su acoplamiento entre etapas o por el rango de frecuencias en el que operan.

INFORMACIÓN ÚTIL

A medida que avanzamos por las letras A, B y C que designan las distintas clases de funcionamiento, podemos ver que el funcionamiento lineal tiene lugar para intervalos de tiempo cada vez más cortos. Un amplificador clase D es aquel cuya salida conmuta entre las posiciones *on* y *off*; es decir, en cada ciclo de la señal de entrada, se encuentra en la región lineal de funcionamiento prácticamente un tiempo igual a cero. A menudo, los amplificadores clase D se emplean como moduladores por anchura de impulsos, que son circuitos cuyos impulsos de salida tienen anchuras proporcionales al nivel de la amplitud de la señal de entrada del amplificador.

Clases de funcionamiento

Se dice que un amplificador opera en **clase A** cuando el transistor trabaja siempre en la región activa. Esto implica que la corriente de colector fluye durante los 360° del ciclo de alterna, como se muestra en la Figura 12.1*a*. Con un amplificador de clase A, el diseñador normalmente intenta colocar el punto *Q* en algún lugar próximo al centro de la recta de carga. De esta forma, la señal puede oscilar en el máximo rango posible sin que el transistor llegue a alcanzar la saturación o el corte, lo cual distorsionaría la señal.

El **funcionamiento en clase B** es diferente. En este caso, la corriente de colector fluye sólo durante la mitad del ciclo (180°), como se muestra en la Figura 12.1*b*. Para lograr esta clase de funcionamiento, un diseñador debe ubicar el punto *Q* en la región de corte, de manera que sólo durante el semiciclo positivo de la tensión alterna de base se obtiene corriente de colector. Esto reduce la cantidad de calor que disipan los transistores de potencia.

El **funcionamiento en clase C** implica que la corriente de colector fluye durante menos de 180° de un ciclo de alterna, como se muestra en la Figura 12.1*c*. Cuando un amplificador funciona en clase C, sólo parte del semiciclo positivo de la tensión alterna de base produce corriente de colector. Como resultado, lo que se obtiene son breves impulsos de la corriente de colector como los mostrados en la Figura 12.1*c*.

Tipos de acoplamiento

La Figura 12.2*a* muestra el **acoplamiento capacitivo**. El condensador de acoplo transmite la tensión alterna amplificada a la etapa siguiente. La Figura 12.2*b* ilustra el **acoplamiento mediante transformador**. En este caso, la tensión alterna se acopla a través de un transformador a la siguiente etapa. El acoplamiento capacitivo y el acoplamiento mediante transformador son ejemplos de acoplamiento en alterna, que bloquean la tensión continua.

El **acoplamiento directo** es diferente. En la Figura 12.2*c*, hay una conexión directa entre el colector del primer transistor y la base del segundo transistor. Gracias a esto, tanto las tensiones continuas como las alternas se

INFORMACIÓN ÚTIL

La mayoría de los amplificadores integrados utilizan acoplamiento directo entre etapas.

Figura 12.1 Corriente de colector. (*a*) Clase A. (*b*) Clase B. (*c*) Clase C.

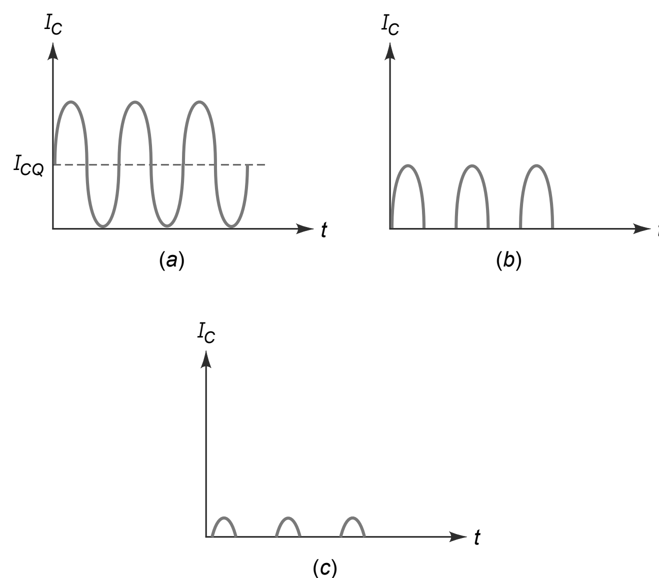
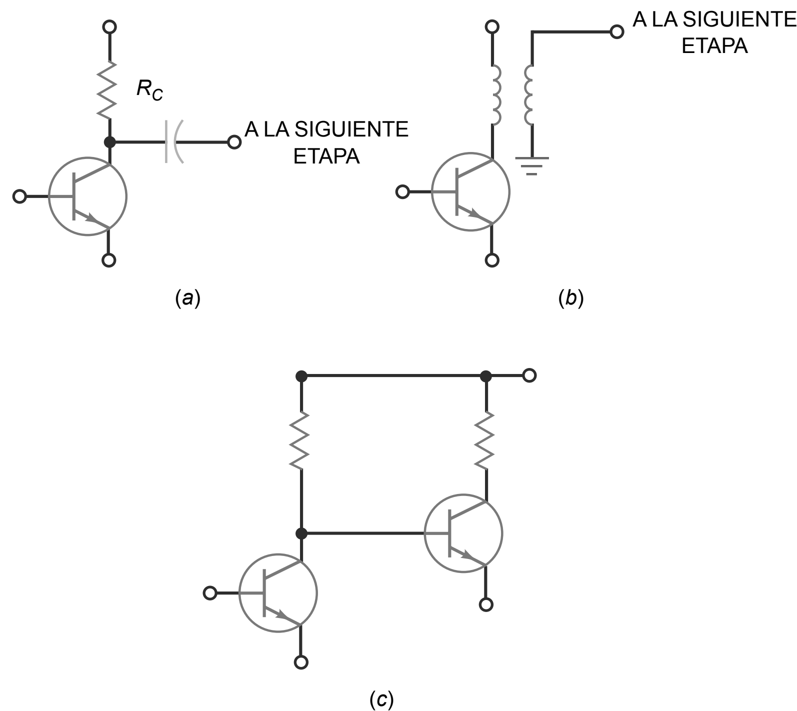


Figura 12.2 Tipos de acoplamiento. (*a*) Capacitivo. (*b*) Mediante transformador. (*c*) Directo.



acoplan. Dado que no existe un límite inferior de frecuencia, en ocasiones, un amplificador con acoplo directo también se denomina *amplificador de continua.*

Rangos de frecuencia

Otra forma de clasificar los amplificadores es atendiendo a su rango de frecuencias. Por ejemplo, un **amplificador de audio** es un amplificador que opera en el rango de frecuencias comprendido entre 20 Hz y 20 kHz. Por otro lado, un **amplificador de radiofrecuencia (RF)** es aquel que amplifica frecuencias por encima de 20 kHz, habitualmente mucho más altas. Por ejemplo, los amplificadores de RF de las radios de AM amplifican frecuencias comprendidas entre 535 y 1605 kHz, y los amplificadores de RF de las radios de FM amplifican frecuencias entre 88 y 108 MHz.

Los amplificadores también se clasifican como de **banda estrecha** y de **banda ancha**. Un amplificador de banda estrecha trabaja en un rango de frecuencias pequeño, como por ejemplo, entre 450 y 460 kHz. Un amplificador de banda ancha opera en un rango de frecuencias grande, por ejemplo, de 0 a 1 MHz.

Normalmente, los amplificadores de banda estrecha son **amplificadores de RF sintonizados**, lo que significa que su carga en alterna es un circuito tanque resonante de alto Q sintonizado con una emisora de radio o un canal de televisión. Los amplificadores de banda ancha no suelen estar sintonizados; es decir, su carga en alterna es resistiva.

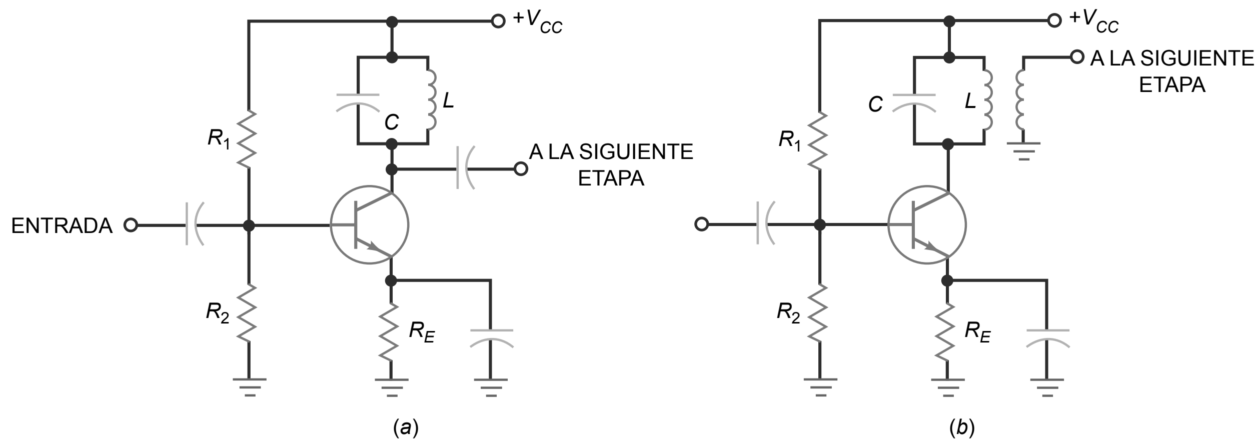
La Figura 12.3*a* es un ejemplo de un amplificador de RF sintonizado. El circuito tanque LC es un circuito resonante a cualquier frecuencia. Si el circuito tanque tiene un alto Q, el ancho de banda es estrecho. La salida está acoplada capacitivamente a la siguiente etapa.

La Figura 12.3*b* muestra otro ejemplo de un amplificador de RF sintonizado. Esta vez, la señal de salida de banda estrecha se acopla a la siguiente etapa mediante un transformador.

Niveles de señal

Ya hemos explicado el *funcionamiento para pequeña señal*, en el que la amplitud de pico a pico de la corriente de colector es menor que el 10 por ciento de la corriente de colector en el punto de reposo. En el **funcionamiento para señales grandes,** una señal de pico a pico emplea toda o prácticamente toda la recta de carga. En un sistema estéreo, la pequeña señal procedente de un sintonizador de radio, un magnetófono o un reproductor de discos CD se emplea como entrada a un **preamplificador,** un amplificador que produce una salida más grande adecuada para excitar los controles de volumen y tono. Después, la señal se utiliza como entrada de un **amplificador de poten-**

Figura 12.3 Amplificadores de RF sintonizados. (*a*) Acoplamiento capacitivo. (*b*) Acoplamiento mediante transformador.



cia, el cual produce una potencia de salida que se encuentra en el rango comprendido entre unos pocos cientos de milivatios y hasta cientos de vatios.

En el resto del capítulo estudiaremos los amplificadores de potencia y temas relacionados con ellos, como la recta de carga en alterna, la ganancia de potencia y el rendimiento.

12.2 Dos rectas de cargas

Todo amplificador tiene un circuito equivalente de continua y un circuito equivalente de alterna. Por tanto, tiene dos rectas de carga: una recta de carga en continua y una recta de carga en alterna. Cuando el amplificador trabaja para pequeña señal, la posición del Q no es importante, pero en los amplificadores de gran señal, el punto Q tiene que estar en el centro de la recta de carga en alterna para obtener la máxima excursión de la señal de salida posible.

Recta de carga en continua

La Figura 12.4*a* es un amplificador con polarización mediante divisor de tensión. Una forma de desplazar el punto Q consiste en variar el valor de R_2. Para valores muy grandes de R_2, el transistor entra en saturación y su corriente está dada por:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad \textbf{(12.1)}$$

Valores muy pequeños de R_2 harán que el transistor se corte y su tensión será:

$$V_{CE(\text{corte})} = V_{CC} \quad \textbf{(12.2)}$$

La Figura 12.4*b* muestra la recta de carga en continua en la que se indica el punto Q.

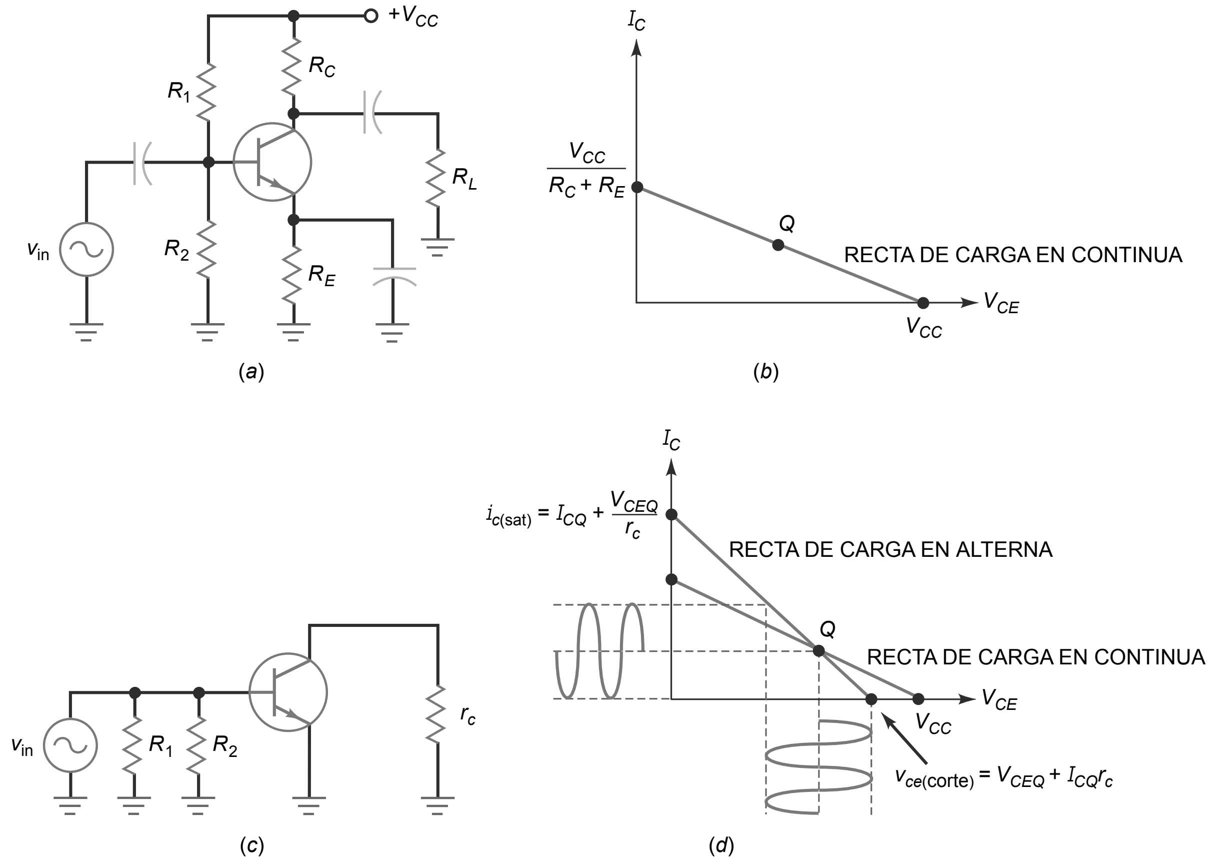
Recta de carga en alterna

La Figura 12.4*c* es el circuito equivalente de alterna del amplificador con polarización mediante divisor de tensión. Con el emisor conectado a tierra de alterna, R_E no tiene ningún efecto cuando el circuito trabaja en alterna. Además, la resistencia de colector en alterna es menor que la resistencia de colector en continua. Por tanto, cuando se aplica una señal alterna, el punto de trabajo instantáneo se desplaza a lo largo de la **recta de carga en alterna** mostrada en la Figura 12.4*d*. En otras palabras, la tensión y la corriente sinusoidales de pico a pico quedan determinadas por la recta de carga en alterna.

Como se muestra en la Figura 12.4*d*, los puntos de saturación y de corte sobre la recta de carga en alterna difieren de los de la recta de carga en continua. Puesto que las resistencias en alterna de colector y de emisor son más pequeñas que las respectivas resistencias de continua, la recta de carga en alterna es mucho más inclinada. Es importante observar que las rectas de carga en alterna y en continua se cortan en el punto Q. Esto ocurre cuando la tensión alterna de entrada pasa por cero.

He aquí cómo determinar los puntos extremos de la recta de carga en alterna. Si escribimos la ecuación para obtener la tensión de colector:

Figura 12.4 (*a*) Amplificador con polarización mediante divisor de tensión. (*b*) Recta de carga en continua. (*c*) Circuito equivalente de alterna. (*d*) Recta de carga en alterna.



$$v_{ce} + i_c r_c = 0$$

es decir,

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{r_c} \tag{12.3}$$

La corriente alterna de colector está dada por:

$$i_c = \Delta I_C = I_C - I_{CQ}$$

y la tensión alterna de colector es:

$$v_{ce} = \Delta V_{CE} = V_{CE} - V_{CEQ}$$

Si sustituimos estas expresiones en la Ecuación (12.3) y reordenamos, obtenemos:

$$I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} - \frac{V_{CE}}{r_c} \tag{12.4}$$

Ésta es la ecuación de la recta de car ga en alterna. Cuando el transistor entra en saturación, V_{CE} es cero y la Ecuación (12.4) nos da:

$$i_{c(sat)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} \tag{12.5}$$

donde $i_{c(sat)}$ = corriente alterna de saturación
I_{CQ} = corriente continua de colector
V_{CEQ} = tensión continua colector-emisor
r_c = resistencia en alterna vista por el colector

Cuando el transistor entra en corte, I_c es igual a cero. Por tanto

$$v_{ce(\text{corte})} = V_{CEQ} + \Delta V_{CE}$$

y

$$\Delta V_{CE} = (\Delta I_C)(r_c)$$

podemos sustituir para obtener:

$$\Delta V_{CE} = (I_{CQ} - OA)(r_c)$$

resultando que:

$$\mathbf{v_{ce(corte)} = V_{CEQ} + I_{CQ} r_c} \qquad \textbf{(12.6)}$$

Puesto que la recta de carga en alterna tiene una pendiente más pronunciada que la recta de carga en continua, la señal de salida máxima pico a pico (MPP) siempre es menor que la tensión de alimentación. Como fórmula, podemos escribir:

$$\mathbf{MPP < V_{CC}} \qquad \textbf{(12.7)}$$

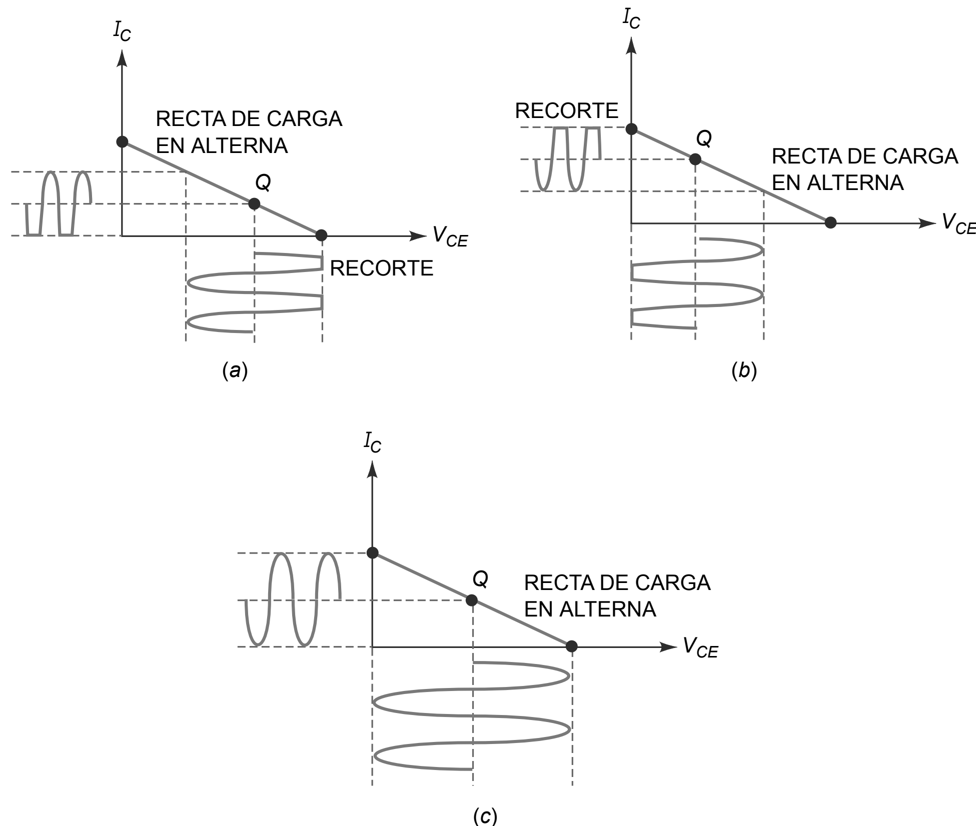
Por ejemplo, si la tensión de alimentación es 10 V, la salida sinusoidal máxima de pico a pico es menor que 10 V.

Recorte de señales grandes

Cuando el punto Q se encuentra en el centro de la recta de carga en continua (Figura 12.4*d*), la señal de alterna no puede utilizar toda la recta de carga en alterna sin recortar la señal. Por ejemplo, si la señal de alterna aumenta, obtendremos un recorte por la región de corte, como se muestra en la Figura 12.5*a*.

Si el punto Q se desplaza hacia arriba, como se ve en la Figura 12.5 *b*, una señal grande llevará al transistor a entrar en saturación. En este caso, el recorte de la señal será por arriba, por saturación.Tanto los recortes por corte como por saturación no son deseables, ya que distorsionan la señal. Cuando una señal distorsionada como ésta se aplica a un altavoz, el sonido es terrible.

Figura 12.5 (*a*) Recorte por corte. (*b*) Recorte por saturación. (*c*) Punto *Q* óptimo.



Un amplificador de gran señal bien diseñado tiene el punto Q en el centro de la recta de carga en alterna (Figura 12.5c). En este caso, obtenemos una salida máxima de pico a pico no recortada. Esta tensión alterna máxima pico a pico no recortada también se conoce como **salida nominal de alterna**.

Salida máxima

Cuando el punto Q se encuentra por debajo del punto central de la recta de carga en alterna, la salida máxima de pico (MP) es $I_{CQ}r_c$, como se muestra en la Figura 12.6a. Por el contrario, si el punto Q se encuentra por encima del punto central de la recta de carga en alterna, la salida máxima de pico es igual a V_{CEQ}, como se muestra en la Figura 12.6b.

Por tanto, para cualquier punto Q, la salida máxima de pico es:

$$\mathbf{MP} = I_{CQ}r_c \quad \text{o} \quad V_{CEQ}, \quad \text{que es muy pequeña} \tag{12.8}$$

y la salida máxima de pico a pico es dos veces esta cantidad:

$$\mathbf{MPP = 2MP} \tag{12.9}$$

Las Ecuaciones (12.8) y (12.9) resultan útiles en los procesos de localización de averías para determinar la salida más grande sin recortar que se puede obtener.

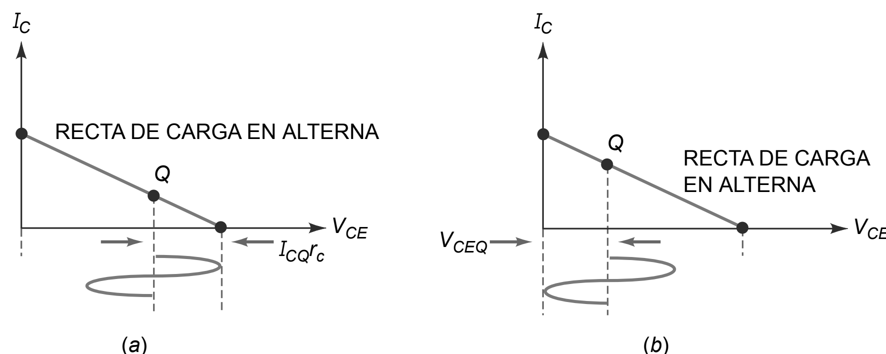
Si el punto Q se encuentra en el centro de la recta de carga en alterna:

$$I_{CQ}r_c = V_{CEQ} \tag{12.10}$$

Un diseñador tratará de satisfacer esta condición en la medida de lo posible, para la tolerancia de las resistencias de polarización. La resistencia de emisor del circuito puede ajustarse para hallar el punto Q óptimo. Una fórmula que se puede derivar para conocer la resistencia de emisor óptima es:

$$R_E = \frac{R_C + r_c}{V_{CC}/V_E - 1} \tag{12.11}$$

Figura 12.6 Punto Q en el centro de la recta de carga en alterna.



Ejemplo 12.1

¿Cuáles son los valores de I_{CQ}, V_{CEQ} y r_c en el circuito de la Figura 12.7?

SOLUCIÓN

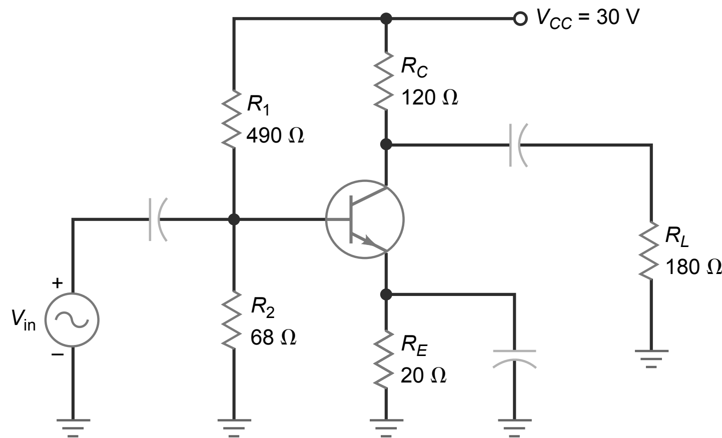
$$V_B = \frac{68\ \Omega}{68\ \Omega + 490\ \Omega}(30\ \text{V}) = 3{,}7\ \text{V}$$

$$V_E = V_B - 0{,}7\ \text{V} = 3{,}7\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V} = 3\ \text{V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{3\ \text{V}}{20\ \Omega} = 150\ \text{mA}$$

$$I_{CQ} \cong I_E = 150\ \text{mA}$$

Figura 12.7 Ejemplo.



$$V_{CEQ} = V_C - V_E = 12 \text{ V} - 3 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$r_c = R_C \| R_L = 120\ \Omega \| 180\ \Omega = 72\ \Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 12.1 En la Figura 12.7, cambie R_E de 20 Ω a 30 Ω. Halle I_{CQ} y V_{CEQ}.

Ejemplo 12.2

Determine los puntos de saturación y de corte de la recta de carga en alterna para el circuito de la Figura 12.7. Halle también la tensión de salida máxima de pico a pico.

SOLUCIÓN A partir del Ejemplo 12.1, el punto Q del transistor es:

$$I_{CQ} = 150 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 9 \text{ V}$$

Para hallar los puntos de saturación y de corte en alterna, primero determinamos la resistencia de colector en alterna, r_c:

$$r_c = R_C \| R_L = 120\ \Omega \| 180\ \Omega = 72\ \Omega$$

A continuación, determinamos los puntos extremos de la recta de carga en alterna:

$$i_{c(\text{sat})} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} = 150 \text{ mA} + \frac{9 \text{ V}}{72\ \Omega} = 275 \text{ mA}$$

$$v_{ce(\text{corte})} = V_{CEQ} + I_{CQ}r_c = 9 \text{ V} + (150 \text{ mA})(72\ \Omega) = 19{,}8 \text{ V}$$

Ahora determinamos el valor máximo de pico a pico (MPP). Con una tensión de alimentación de 30 V:

$$\text{MPP} < 30 \text{ V}$$

MP será el valor más pequeño de los dos siguientes:

$$I_{CQ}r_c = (150 \text{ mA})(72\ \Omega) = 10{,}8 \text{ V}$$

y

$$V_{CEQ} = 9 \text{ V}$$

Por tanto, MPP = 2 (9 V) = 18 V

PROBLEMA PRÁCTICO 12.2 En el Ejemplo 12.2, cambie R_E a 30 Ω y halle $i_{c(\text{sat})}$, $v_{ce(\text{corte})}$ y MPP.

12.3 Funcionamiento en clase A

El amplificador con polarización mediante divisor de tensión de la Figura 12.8*a* es un amplificador de clase A, un amplificador cuya señal de salida no está recortada. Con este tipo de amplificador , la corriente de colector fluye durante el ciclo completo. Dicho de otra manera, no se produce ningún recorte en la señal de salida en ningún instante durante el ciclo. Ahora vamos a ver unas pocas ecuaciones que resultarán útiles en el análisis de los amplificadores de clase A.

INFORMACIÓN ÚTIL

La ganancia de potencia A_P de un amplificador en emisor común es igual a $A_V \times A_i$. Puesto que A_i puede expresarse como $A_i = A_V \times Z_{in}/R_L$, entonces A_P puede escribirse como $A_P = A_V \times A_V \times Z_{in}/R_L$ o $A_P = A^2{}_V \times Z_{in}/R_L$.

Ganancia de potencia

Además de la ganancia de tensión, cualquier amplificador tiene una **ganancia de potencia**, que se define como sigue:

$$A_p = \frac{p_{out}}{p_{in}} \tag{12.12}$$

En otras palabras, la ganancia de potencia es igual a la potencia de salida en alterna dividida entre la potencia de entrada en alterna.

Por ejemplo, si el amplificador de la Figura 12.8 *a* tiene una potencia de salida de 10 mW y una potencia de entrada de 10 μW, tendrá una ganancia de potencia igual a:

$$A_p = \frac{10\text{ mW}}{10\ \mu\text{W}} = 1000$$

Potencia de salida

Si medimos la tensión de salida del circuito de la Figura 12.8*a* en voltios eficaces, la potencia de salida vendrá dada por:

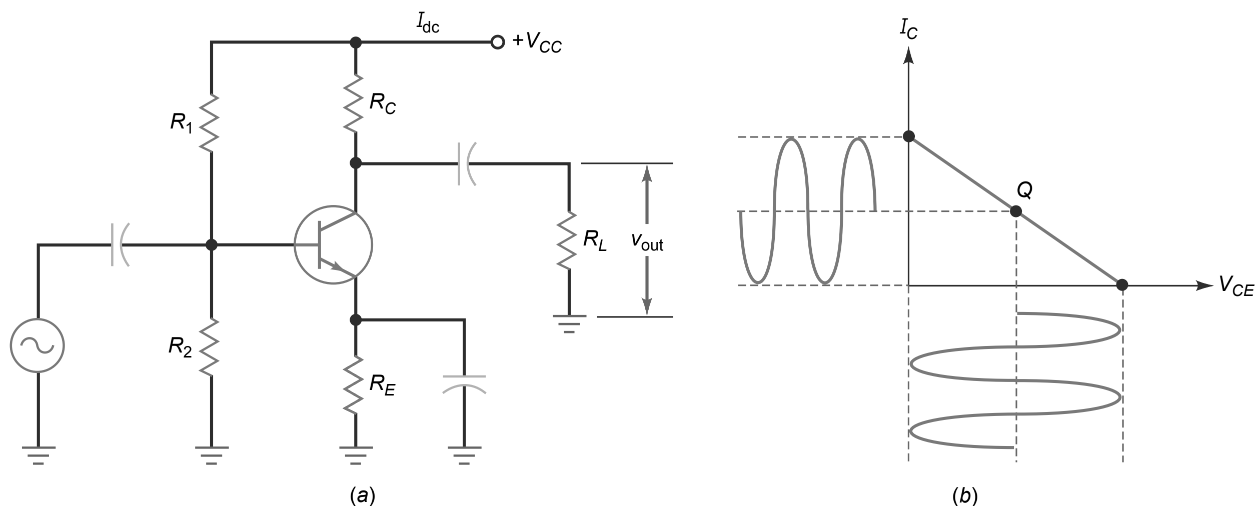
$$p_{out} = \frac{v_{rms}{}^2}{R_L} \tag{12.13}$$

Normalmente, medimos la tensión de salida en voltios de pico a pico con un osciloscopio. En este caso, una ecuación más adecuada para la potencia de salida es:

$$p_{out} = \frac{v_{out}{}^2}{8R_L} \tag{12.14}$$

El factor 8 en el denominador aparece porque $v_{pp} = 2\sqrt{2}\ v_{rms}$. Elevando al cuadrado $2\sqrt{2}$, se obtiene 8.

Figura 12.8 Amplificador de clase A.



La potencia máxima de salida se produce cuando el amplificador está generando la tensión máxima de salida pico a pico, como se muestra en la Figura 12.8*b*. En este caso, v_{pp} es igual a la tensión máxima de salida pico a pico y la potencia máxima de salida es:

$$p_{out(máx)} = \frac{MPP^2}{8R_L} \qquad (12.15)$$

Disipación de potencia en el transistor

Cuando no hay aplicada ninguna señal al amplificador de la Figura 12.8*a*, la disipación de potencia estacionaria es:

$$P_{DQ} = V_{CEQ}I_{CQ} \qquad (12.16)$$

Esto es lógico: la disipación de potencia en reposo es igual a la tensión continua por la corriente continua.

Cuando se aplica una señal, la disipación de potencia en un transistor disminuye porque el transistor convierte parte de la potencia estacionaria en potencia de señal. Por esta razón, la disipación de potencia estacionaria es el caso peor. Por tanto, el límite de potencia de un transistor montado en un amplificador de clase A tiene que ser mayor que P_{DQ}; en caso contrario, el transistor se destruirá.

Consumo de corriente

Como se muestra en la Figura 12.8*a*, la fuente de tensión continua tiene que suministrar una corriente continua I_{dc} al amplificador. Esta corriente continua tiene dos componentes: la corriente de polarización a través del divisor de tensión y la corriente de colector a través del transistor. A esta corriente continua se la denomina **consumo de corriente** de la etapa. Si se dispone de un amplificador multietapa, hay que sumar los consumos de corriente individuales para obtener el consumo total de corriente.

Rendimiento

La potencia continua suministrada a un amplificador por una fuente de continua es:

$$P_{dc} = V_{CC}I_{dc} \qquad (12.17)$$

Para comparar diseños de amplificadores de potencia, podemos utilizar el **rendimiento**, que se define como:

$$\eta = \frac{p_{out}}{P_{dc}} \times 100\% \qquad (12.18)$$

Esta ecuación dice que el rendimiento es igual a la potencia de salida en alterna dividida entre la potencia de entrada en continua.

El rendimiento de cualquier amplificador está entre el 0 y el 100 por ciento. El rendimiento nos proporciona una forma de comparar dos diseños diferentes, porque indica cómo de bien un amplificador convierte la potencia de entrada en continua en potencia de alterna. Cuanto mayor sea el rendimiento, mejor hará el amplificador la conversión de potencia de continua en potencia de alterna. Esto es importante en equipos que funcionan con baterías, porque un alto rendimiento indica que la vida de las baterías será más larga.

Puesto que todas las resistencias excepto la resistencia de carga consumen potencia, el rendimiento es menor del 100 por cien en un amplificador de clase A. De hecho, puede demostrarse que el rendimiento máximo de un amplificador de clase A con una resistencia de colector en continua y una resistencia de carga separada es del 25 por ciento.

INFORMACIÓN ÚTIL

El rendimiento también se puede definir como la capacidad del amplificador para convertir su potencia de entrada en continua en potencia de salida en alterna útil.

En algunas aplicaciones, el bajo rendimiento de un amplificador de clase A es aceptable. Por ejemplo, normalmente, las primeras etapas de pequeña señal de un sistema funcionan bien con rendimientos bajos, ya que la potencia de entrada en continua es pequeña. De hecho, si la etapa final de un sistema necesita suministrar sólo unos pocos cientos de milivatios, el consumo de corriente por parte de la fuente de alimentación puede ser lo suficientemente bajo como para ser aceptable. Pero cuando la etapa final tiene que entregar vatios de potencia, el consumo de drenador normalmente suele ser excesivo para trabajar en clase A.

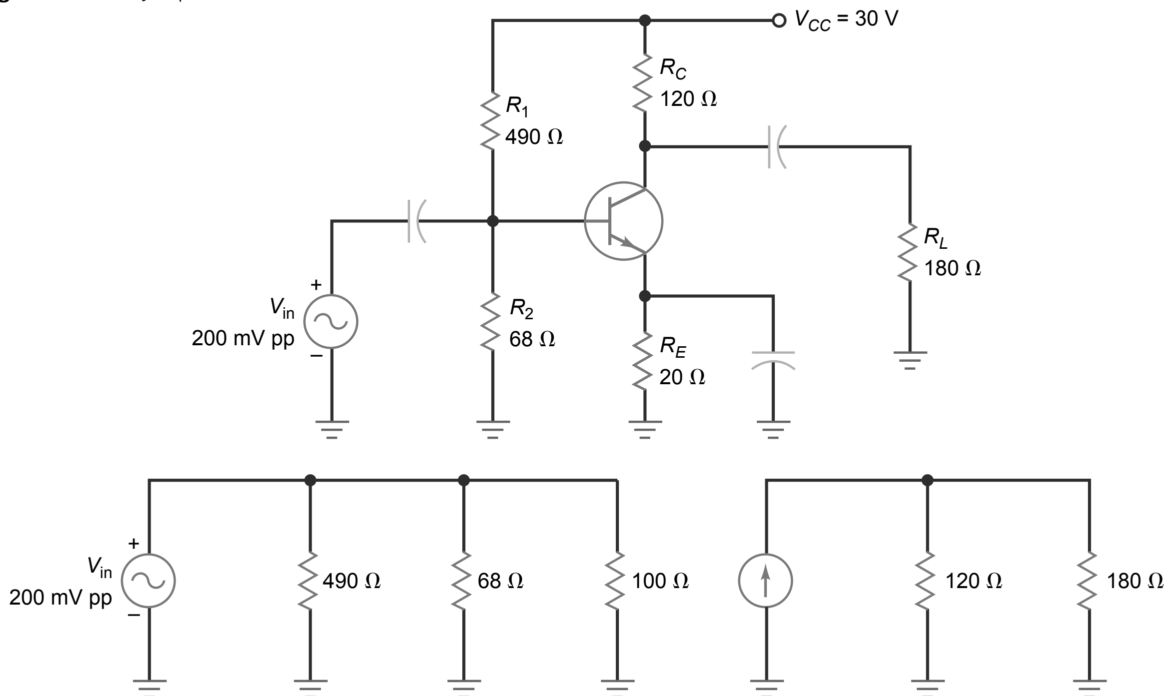
Amplificador de potencia seguidor de emisor

Cuando se utiliza un seguidor de emisor como amplificador de potencia de clase A al final del sistema, normalmente, un diseñador ubicará el punto Q en el centro de la recta de carga en alterna, para obtener la salida máxima de pico a pico (MPP).

Ejemplo 12.3

Si la tensión de salida de pico a pico es 18 V y la impedancia de entrada de la base es 100 Ω, ¿cuál es la ganancia de potencia en el circuito de la Figura 12.9*a*?

Figura 12.9 Ejemplo.



SOLUCIÓN Como se muestra en la Figura 12.9*b*:

$$z_{\text{in(etapa)}} = 490\ \Omega \parallel 68\ \Omega \parallel 100\ \Omega = 37{,}4\ \Omega$$

La potencia de entrada en alterna es:

$$P_{\text{in}} = \frac{(200\text{ mV})^2}{8\,(37{,}4)} = 133{,}7\ \mu\text{W}$$

La potencia de salida en alterna es:

$$P_{\text{out}} = \frac{(18\text{ V})^2}{8\,(180\ \Omega)} = 225\text{ mW}$$

La ganancia de potencia es:

$$A_p = \frac{225\text{ mW}}{133{,}7\ \mu\text{W}} = 1683$$

PROBLEMA PRÁCTICO 12.3 En la Figura 12.9*a*, si R_L es 120 Ω y la tensión de pico a pico de salida es igual a 12 V, ¿cuál es la ganancia de potencia?

Ejemplo 12.4

¿Cuál es la disipación de potencia del transistor y el rendimiento del circuito de la Figura 12.9*a*?

SOLUCIÓN La corriente continua de emisor es:

$$I_E = \frac{3\text{ V}}{20\ \Omega} = 150\text{ mA}$$

La tensión continua de colector es:

$$V_C = 30\text{ V} - (150\text{ mA})(120\ \Omega) = 12\text{ V}$$

y la tensión continua colector-emisor es:

$$V_{CEQ} = 12\text{ V} - 3\text{ V} = 9\text{ V}$$

La disipación de potencia del transistor es:

$$P_{DQ} = V_{CEQ}\, I_{CQ} = (9\text{ V})(150\text{ mA}) = 1{,}35\text{ W}$$

Para hallar el rendimiento de la etapa:

$$I_{\text{polarización}} = \frac{30\text{ V}}{490\ \Omega + 68\ \Omega} = 53{,}8\text{ mA}$$

$$I_{\text{dc}} = I_{\text{polarización}} + I_{CQ} = 53{,}8\text{ mA} + 150\text{ mA} = 203{,}8\text{ mA}$$

La potencia de entrada en continua a la etapa es:

$$P_{\text{dc}} = V_{CC} I_{\text{dc}} = (30\text{ V})(203{,}8\text{ mA}) = 6{,}11\text{ W}$$

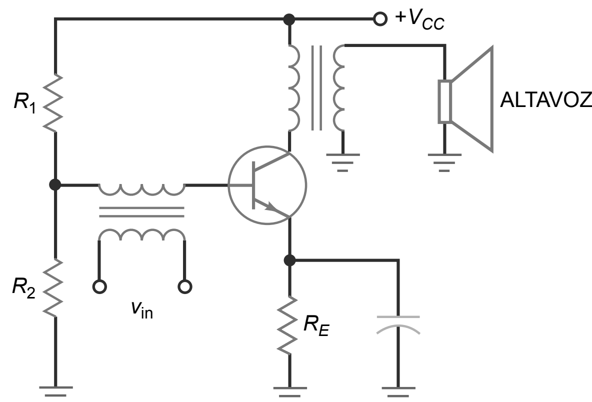
Dado que la potencia de salida (calculada en el Ejemplo 12.3) es 225 mW, el rendimiento de la etapa es:

$$\eta = \frac{225\text{ mW}}{6{,}11\text{ W}} \times 100\% = 3{,}68\%$$

Ejemplo 12.5

Describa el funcionamiento del circuito de la Figura 12.10.

Figura 12.10 Amplificador de potencia de clase A.



SOLUCIÓN Se trata de un amplificador de potencia de clase A que excita a un altavoz. El amplificador utiliza polarización mediante divisor de tensión y la señal alterna de entrada se acopla mediante un transformador a la base del transistor. El transistor genera una ganancia de tensión y una ganancia de potencia con el fin de excitar al altavoz a través del transformador de salida.

Un altavoz pequeño con una impedancia de 3,2 Ω sólo necesita 100 mW para funcionar. Un altavoz algo más grande con una impedancia de 8 Ω necesita entre 300 y 500 mW para funcionar correctamente. Por tanto, un amplificador de potencia de clase A como el mostrado en la Figura 12.10 puede ser adecuado si todo lo que se

necesita son unos pocos milivatios de potencia de salida. Dado que la resistencia de car ga también es la resistencia de colector en alterna, el rendimiento de este amplificador de clase A es mayor que el del amplificador también de clase A visto anteriormente. Utilizando la capacidad del transformador para adaptar impedancias, la resistencia del altavoz ahora es $\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2$ veces más grande en el colector. Si la relación de espiras fuera 10:1, un altavoz con una resistencia de 32 Ω simularía en el colector como un altavoz con una resistencia de 320 Ω.

El amplificador de clase A estudiado anteriormente tiene una resistencia de colector separada R_C y una resistencia de carga R_L. Lo mejor que se puede hacer en este caso es adaptar las impedancias, $R_L = R_C$, para obtener el rendimiento máximo del 25 por ciento. Cuando la resistencia de carga pasa a ser la resistencia de colector, como se muestra en la Figura 12.10, recibe como mucho el doble de potencia de salida y el rendimiento máximo aumenta al 50 por ciento.

PROBLEMA PRÁCTICO 12.5 En la Figura 12.10, ¿cuál es la resistencia que presentaría al colector un altavoz de 8 Ω si la relación de espiras del transformador fuera de 5:1?

En la Figura 12.11*a*, los valores grandes de R_2 saturarán el transistor, produciendo una corriente de saturación de:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_E} \tag{12.19}$$

Figura 12.11 Rectas de carga en continua y en alterna.

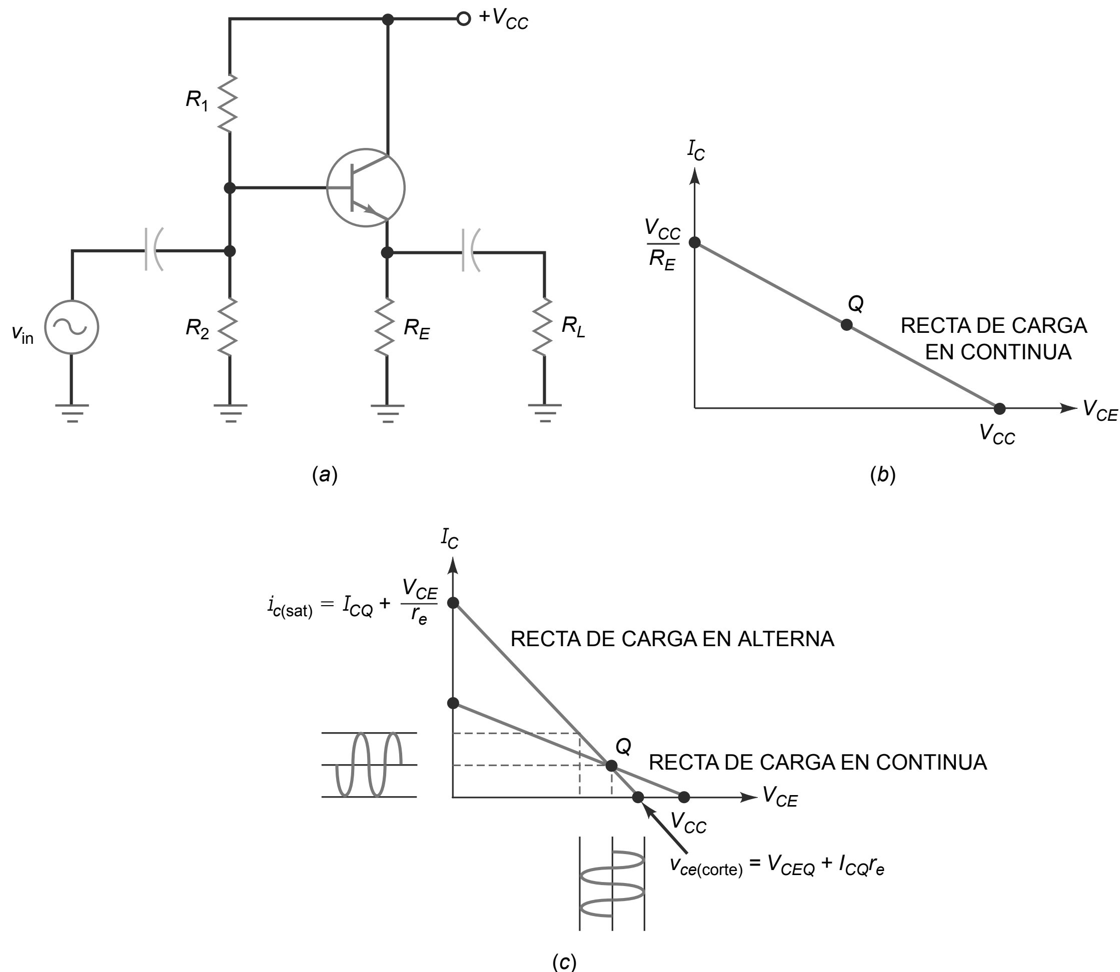
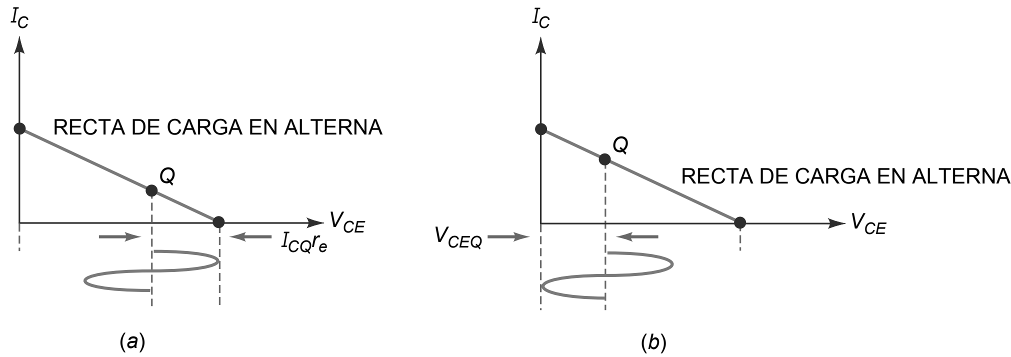


Figura 12.12 Excursiones máximas de pico.



Los valores pequeños de R_2 llevarán al transistor al corte, produciendo una tensión de corte de:

$$V_{CE(\text{corte})} = V_{CC} \tag{12.20}$$

La Figura 12.11*b* muestra la recta de carga en continua con el punto *Q*.

En la Figura 12.11*a*, la resistencia de emisor en alterna es menor que la resistencia de emisor en continua. Por tanto, cuando se aplica una señal alterna, el punto de trabajo instantáneo se desplaza a lo largo de la recta de carga en alterna mostrada en la Figura 12.11*c*. La tensión y la corriente sinusoidales pico a pico quedan determinadas por la recta de carga en alterna.

Como se muestra en la Figura 12.11*c*, los puntos extremos de la recta de carga en alterna pueden hallarse como sigue:

$$i_{c(\text{sat})} = I_{CQ} + \frac{V_{CE}}{r_e} \tag{12.21}$$

y

$$V_{CE(\text{corte})} = V_{CE} + I_{CQ}\, r_e \tag{12.22}$$

Puesto que la recta de carga de alterna tiene una pendiente mayor que la recta de carga en continua, la salida máxima de pico a pico siempre es menor que la tensión de alimentación. Al igual que con el amplificador en emisor común de clase A, MPP $< V_{CC}$.

Cuando el punto *Q* se encuentra por debajo del centro de la recta de carga de alterna, la salida máxima de pico (MP) es $I_{CQ}r_e$, como puede verse en la Figura 12.12*a*. Por otro lado, si el punto *Q* se encuentra por encima del centro de la recta de carga, la salida máxima de pico es V_{CEQ}, como muestra la Figura 12.12*b*.

Como puede ver, determinar el valor MPP para un amplificador seguidor de emisor es prácticamente lo mismo que hacerlo para el amplificador en emisor común. La diferencia se encuentra en la necesidad de utilizar la resistencia de emisor en alterna, r_e, en lugar de la resistencia de colector en alterna, r_c. Para aumentar el nivel de potencia de salida, el seguidor de emisor también se puede conectar en una configuración Darlington.

Ejemplo 12.6

¿Cuáles son los valores de I_{CQ}, V_{CEQ} y r_e en el circuito de la Figura 12.13?

SOLUCIÓN

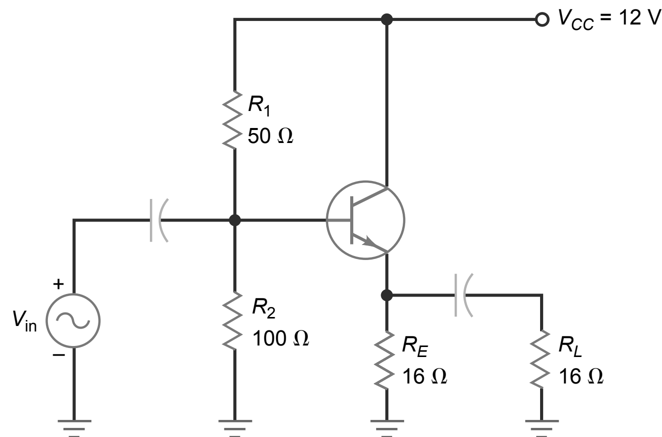
$$I_{CQ} = \frac{8\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{16\ \Omega} = 456\text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 12\text{ V} - 7{,}3\text{ V} = 4{,}7\text{ V}$$

y

$$r_e = 16\ \Omega \parallel 16\ \Omega = 8\ \Omega$$

Figura 12.13 Amplificador de potencia seguidor de emisor.



PROBLEMA PRÁCTICO 12.6 En la Figura 12.13, cambie el valor de R_1 a 100 Ω y halle I_{CQ}, V_{CEQ} y r_e.

Ejemplo 12.7

Determine los puntos de saturación y de corte en alterna para el circuito de la Figura 12.13. Calcule también la tensión de salida máxima de pico a pico del circuito.

SOLUCIÓN Del Ejemplo 12.6 sabemos que el punto Q en continua es:

$$I_{CQ} = 456 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 4{,}7 \text{ V}$$

Los puntos de saturación y de corte de la recta de carga en alterna se calculan como sigue:

$$r_e = R_C \parallel R_L = 16\ \Omega \parallel 16\ \Omega = 8\ \Omega$$

$$i_{c(\text{sat})} = I_{CQ} + \frac{V_{CE}}{r_e} = 456 \text{ mA} + \frac{4{,}7 \text{ V}}{8\ \Omega} = 1{,}04 \text{ A}$$

$$v_{ce(\text{corte})} = V_{CEQ} + I_{CQ}r_e = 4{,}7 \text{ V} + (456 \text{ mA})(8\ \Omega) = 8{,}35 \text{ V}$$

La salida máxima de pico a pico (MPP) se halla a partir del valor más pequeño de entre los dos siguientes:

$$\text{MPP} = I_{CQ}r_e = (456 \text{ mA})(8\ \Omega) = 3{,}65 \text{ V}$$

y

$$\text{MP} = V_{CEQ} = 4{,}7 \text{ V}$$

Por tanto, MPP = 2 (3,65 V) = 7,3 V_{pp}.

PROBLEMA PRÁCTICO 12.7 En el circuito de la Figura 12.13, si R_1 = 100 Ω, calcule el valor MPP.

12.4 Funcionamiento en clase B

El funcionamiento en clase A es el modo normal de operación de un transistor en los circuitos lineales porque lleva a los circuitos de polarización más simples y estables. Pero el funcionamiento en clase A no es la forma más eficiente en la que puede trabajar un transistor. En algunas aplicaciones, como los sistemas alimentados con baterías, el consumo de corriente y el rendimiento de la etapa empiezan a tener importancia en los diseños. En esta sección se exponen los fundamentos del funcionamiento en clase B.

Circuito *push-pull*

La Figura 12.14 muestra un amplificador de clase B básico. Cuando un transistor opera en clase B, recorta la mitad del ciclo. Para evitar la distorsión resultante, podemos utilizar dos transistores en contrafase (*push-pull*), como se muestra en la Figura 12.14. ***Push-pull*** quiere decir que un transistor conduce la mitad de un ciclo mientras que el otro no conduce, y viceversa.

El circuito funciona de la siguiente manera: durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada, el devanado secundario de T_1 tiene tensiones v_1 y v_2, como se muestra en la figura. Por tanto, el transistor superior conduce y el inferior está cortado. La corriente de colector de Q_1 fluye a través de la mitad superior del devanado de salida del primario. Esto produce una tensión amplificada e invertida, que se acopla mediante el transformador al altavoz.

En el siguiente semiciclo de la tensión de entrada, las polaridades se inviertenAhora, el transistor inferior conduce y el superior no. El transistor inferior amplifica la señal y el otro semiciclo aparece en el altavoz.

Dado que cada transistor amplifica una mitad del ciclo de entrada, el altavoz recibe un ciclo completo de la señal amplificada.

Ventajas e inconvenientes

Dado que no hay circuito de polarización en el circuito de la Figura 12.14, cada uno de los transistores estará cortado cuando no haya señal de entrada, lo que constituye una ventaja ya que no hay consumo de corriente cuando la señal es cero.

Otra ventaja es la mejora en el rendimiento cuando existe una señal de entrada. El rendimiento máximo de un amplificador *push-pull* de clase B es del 78,5 por ciento, por ello, los amplificadores de potencia *push-pull* de clase B se emplean más comúnmente para las etapas de salida que los amplificadores de potencia de clase A.

El principal inconveniente del amplificador mostrado en la Figura 12.14 es el uso de transformadores. Los transformadores de audio son voluminosos y caros. Aunque ampliamente utilizados hace tiempo, los amplificadores con acoplamiento por transformador como el mostrado en la Figura 12.14 ya no son populares. Los diseños más recientes han eliminado la necesidad de los transformadores en la mayoría de las aplicaciones.

12.5 Seguidor de emisor *push-pull* de clase B

Funcionamiento en clase B significa que la corriente de colector fluye sólo durante 180° del ciclo de la señal. para que esto ocurra, el punto Q tiene que estar en el punto de corte tanto en la recta de carga en continua como en alterna. La ventaja de los amplificadores de clase B es que el consumo de corriente es menor y el rendimiento de la etapa mayor.

Circuito *push-pull*

La Figura 12.15*a* muestra una forma de conectar un seguidor de emisor *push-pull* de clase B. Aquí, tenemos un seguidor de emisor *npn* y un seguidor de emisor *pnp* conectados en contrafase.

Comenzamos el análisis con el circuito equivalente de continua de la Figura 12.15 *b*. El diseñador selecciona las resistencias de polarización para definir el punto Q en el corte. Esto polariza el diodo de emisor de cada transistor entre 0,6 y 0,7 V, de modo que estén al borde la conducción. Idealmente:

$$I_{CQ} = 0$$

Figura 12.14 Amplificador *push-pull* de clase B.

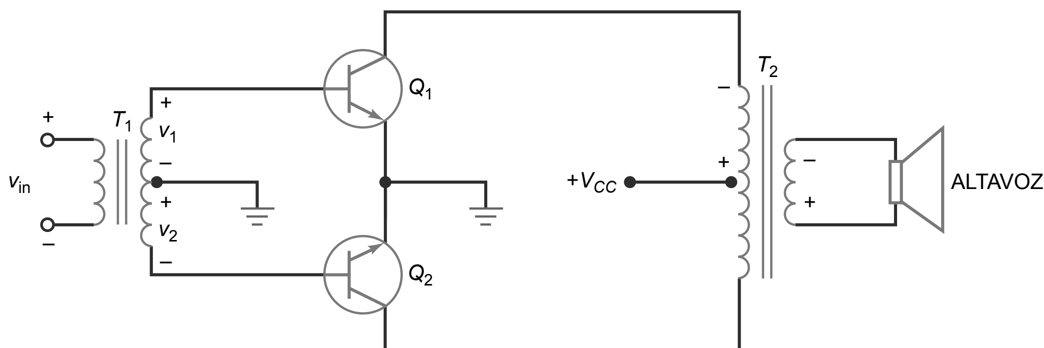
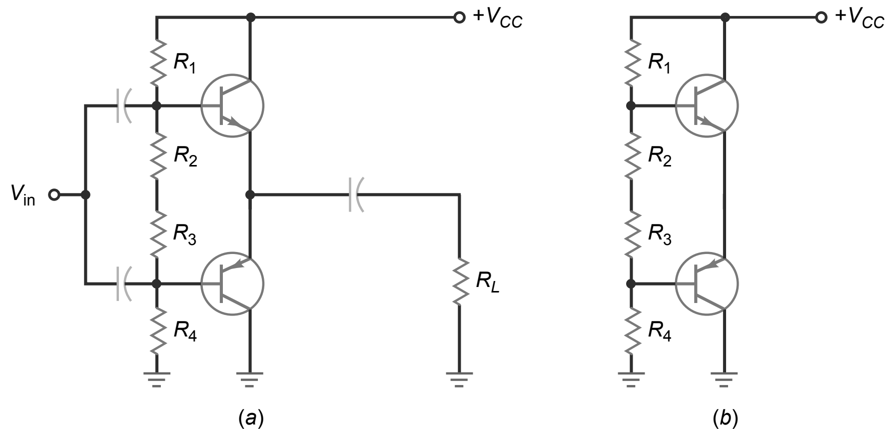


Figura 12.15 Seguidor de emisor *push-pull* de clase B. (*a*) Circuito completo. (*b*) Circuito equivalente de continua.



Puesto que las resistencias de polarización son iguales, cada diodo de emisor se polariza con el mismo valor de tensión. Como resultado, la mitad de la tensión de alimentación cae en los terminales colector -emisor de cada transistor. Es decir:

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} \tag{12.23}$$

Recta de carga en continua

Dado que no hay ninguna resistencia de continua en los circuitos de colector ni de emisor en la Figura 12.15 *b*, la corriente continua de saturación es infinita. Esto significa que la recta de carga en continua es vertical, como se muestra en la Figura 12.16*a*. Si piensa que ésta es una situación peligrosa, está en lo cierto. Lo más complicado en el diseño de los amplificadores de clase B es configurar un punto Q estable en la región de corte. Cualquier disminución significativa de V_{BE} a causa de la temperatura puede desplazar el punto Q hacia arriba de la recta de carga en continua hasta alcanzar corrientes peligrosamente altas. Por el momento, supongamos que el punto Q es extremadamente estable en la zona de corte, como se muestra en la Figura 12.16*a*.

Recta de carga en alterna

La Figura 12.16*a* muestra la recta de carga en alterna. Cuando cualquiera de los dos transistores está conduciendo, su punto de operación se desplaza a lo largo de la recta de carga en alterna. La amplitud de la tensión del transistor que está en conducción puede variar entre el corte y la saturación. En el otro semiciclo, el otro transistor tendrá este mismo comportamiento. Esto significa que la salida máxima de pico a pico es:

$$\text{MPP} = V_{CC} \tag{12.24}$$

Análisis en alterna

La Figura 12.16*b* muestra el equivalente en alterna del transistor que está conduciendo. Es prácticamente idéntico al seguidor de emisor en clase A. Ignorando r'_e, la ganancia de tensión es:

$$A_v \approx 1 \tag{12.25}$$

y la impedancia de entrada de la base es:

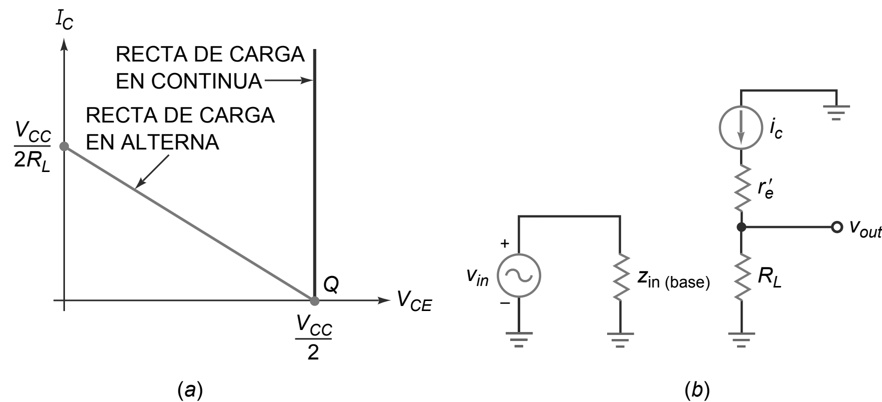
$$z_{\text{in(base)}} \approx \beta R_L \tag{12.26}$$

Funcionamiento global

En el semiciclo positivo de la tensión de entrada, el transistor superior de la Figura 12.15*a* conduce y el inferior está cortado. El transistor superior se comporta como un seguidor de emisor normal, por lo que la tensión de salida es aproximadamente igual a la tensión de entrada.

En el semiciclo negativo de la tensión de entrada, el transistor superior está cortado y el transistor inferior conduce. El transistor inferior se comporta como un seguidor de emisor normal y produce una tensión de carga aproximadamente igual a la tensión de entrada. El transistor superior maneja el semiciclo positivo de la tensión de

Figura 12.16 (*a*) Rectas de carga en continua y en alterna. (*b*) Circuito equivalente de alterna.



entrada y el transistor inferior se ocupa del semiciclo negativo. Durante cada semiciclo, la fuente ve una alta impedancia en cualquiera de las bases.

Distorsión de cruce

La Figura 12.17*a* muestra el circuito equivalente en alterna de un seguidor de emisor *push-pull* clase B. Supongamos que se aplica polarización a los diodos de emisor. A continuación, la tensión alterna de entrada tiene que aumentar hasta aproximadamente 0,7 V para superar la barrera de potencial de los diodos de emisor. Por esta razón, no fluye ninguna corriente a través de Q_1 cuando la señal es menor que 0,7 V.

El funcionamiento es similar en el otro semiciclo. Mientras que la tensión alterna de entrada no sea más que negativa que −0,7 V no fluirá corriente a través de Q_2. Por tanto, si no se aplica polarización a los diodos de emisor, la salida de un seguidor de emisor *push-pull* de clase B será similar a la mostrada en la Figura 12.17*b*.

Debido al recorte que se produce entre los semiciclos, la salida que se obtiene está distorsionada. Este recorte se produce entre el instante en que uno de los transistores está cortado y el otro empieza a conducir, y esto se denomina **distorsión de cruce**. Para eliminar esta distorsión de cruce, necesitamos aplicar una ligera polarización en directa a cada emisor. Esto significa situar el punto Q ligeramente por encima del punto de corte, como se muestra en la Figura 12.17*c*. Como regla general, una I_{CQ} de entre el 1 y el 5 por ciento de $I_{C(sat)}$ es suficiente para eliminar la distorsión de cruce.

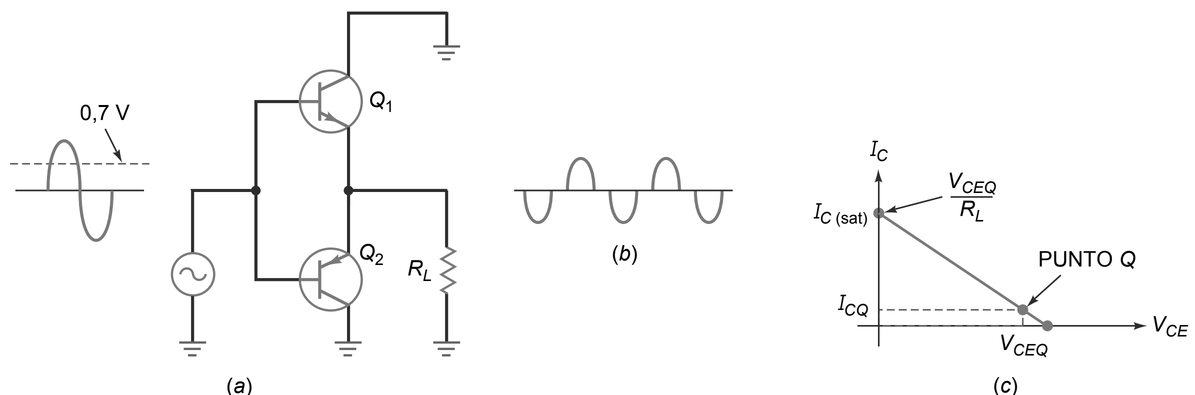
INFORMACIÓN ÚTIL

Algunos amplificadores de potencia están polarizados para operar como amplificadores de clase AB con el fin de mejorar la linealidad de la señal de salida. Un amplificador de clase AB tiene un ángulo de conducción de aproximadamente 210°. Sin embargo, esta mejora en la linealidad tiene un precio: una reducción del rendimiento del circuito.

Clase AB

En la Figura 12.17*c*, la ligera polarización en directa implica que el ángulo de conducción será ligeramente mayor que 180°, porque el transistor conducirá durante algo más que un semiciclo. Hablando estrictamente, ya no

Figura 12.17 (*a*) Circuito equivalente de alterna. (*b*) Distorsión de cruce. (*c*) El punto *Q* se encuentra un poco por encima del punto de corte.



tendremos un funcionamiento en clase B puro, por lo que, en ocasiones, este modo de operación se denomina funcionamiento en **clase AB**, y se define como un ángulo de conducción entre 180° y 360°. Pero apenas es clase AB; por ello, muchas personas todavía se refieren a este circuito como *amplificador push-pull de clase B*, porque el funcionamiento es una aproximación muy exacta al de clase B.

Fórmulas de potencia

Las fórmulas incluidas en la Tabla 12.1 se aplican a todas las clases de operación, incluyendo la operación *push-pull* en clase B.

Cuando utilice estas fórmulas para analizar un seguidor de emisor *push-pull* en clase B/AB, recuerde que el amplificador *push-pull* en clase B/AB tiene la recta de carga en alterna y las formas de onda indicadas en la Figura 12.18*a*. Cada transistor opera en un semiciclo.

Disipación de potencia del transistor

Idealmente, la disipación de potencia del transistor es cero cuando no existe señal de entrada, ya que ambos transistores estarán cortados. Si se aplica una ligera polarización directa para evitar la distorsión de cruce, la disipación de potencia en reposo de cada transistor continuará siendo muy pequeña.

Cuando existe una señal de entrada, la disipación de potencia del transistor comienza a hacerse significativa. La disipación de potencia del transistor depende de qué proporción de la recta de carga se utilice. La disipación de potencia máxima de cada transistor está dada por:

$$P_{D(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{40R_L} \tag{12.27}$$

La Figura 12.18*b* muestra cómo varía la disipación de potencia del transistor en función de la tensión de salida pico a pico. Como se muestra, P_D alcanza un máximo cuando la tensión de salida de pico a pico es el 63 por ciento del valor MPP. Puesto que éste es el caso peor, cada uno de los transistores de un amplificador *push-pull* de clase B/AB debe tener una limitación de potencia igual al menos a $\text{MPP}^2/40R_L$.

Figura 12.18 (*a*) Recta de carga en clase B. (*b*) Disipación de potencia del transistor.

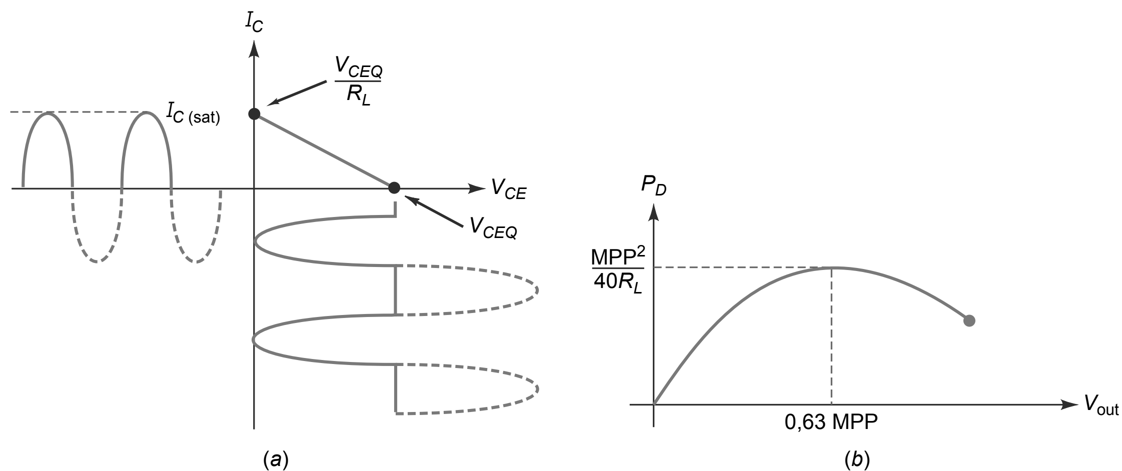


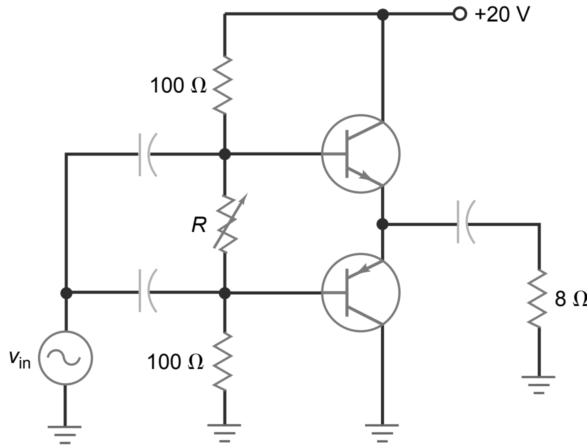
Tabla 12.1 Fórmulas de potencia del amplificador

Ecuación	Valor	Ecuación	Valor
$A_p = \frac{p_{out}}{p_{in}}$	Ganancia de potencia	$P_{dc} = V_{CC}I_{dc}$	Potencia de entrada en continua
$p_{out} = \frac{{v_{out}}^2}{8R_L}$	Potencia de salida en alterna	$\eta = \frac{p_{out}}{P_{dc}} \times 100\%$	Rendimiento
$p_{out(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{8R_L}$	Potencia máxima de salida en alterna		

Ejemplo 12.8

La resistencia ajustable de la Figura 12.19 pone a los dos diodos de emisor al borde de la conducción. ¿Cuál es la disipación máxima de potencia de los transistores? ¿Y la potencia máxima de salida?

Figura 12.19 Ejemplo.



SOLUCIÓN La salida máxima de pico a pico es:

$$\text{MPP} = V_{CC} = 20 \text{ V}$$

Utilizando la Ecuación (12.27):

$$P_{D(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{40R_L} = \frac{(20 \text{ V})^2}{40(8\ \Omega)} = 1{,}25 \text{ W}$$

La potencia máxima de salida es:

$$p_{\text{out(máx)}} = \frac{\text{MPP}^2}{8R_L} = \frac{(20 \text{ V})^2}{8(8\ \Omega)} = 6{,}25 \text{ W}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 12.8 En la Figura 12.19, cambie V_{CC} a +30 V y calcule $P_{D(\text{máx})}$ y $P_{\text{out(máx)}}$.

Ejemplo 12.9

Si la resistencia ajustable es 15 Ω, ¿cuál es el rendimiento en el ejemplo anterior?

SOLUCIÓN La corriente continua que circula por las resistencias de polarización es:

$$I_{\text{polarización}} \approx \frac{20 \text{ V}}{215\ \Omega} = 0{,}093 \text{ A}$$

A continuación, tenemos que calcular la corriente continua que circula por el transistor superior. Veamos cómo realizar este cálculo. Como se muestra en la Figura 12.18*a*, la corriente de saturación es:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CEQ}}{R_L} = \frac{10 \text{ V}}{8\ \Omega} = 1{,}25 \text{ A}$$

La corriente de colector en el transistor que conduce es una señal de media onda con un valor de pico igual a$I_{C(\text{sat})}$. Por tanto, tiene un valor medio de:

$$I_{\text{media}} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{\pi} = \frac{1{,}25 \text{ A}}{\pi} = 0{,}398 \text{ A}$$

El consumo total de corriente es:

$$I_{\text{dc}} = 0{,}093 \text{ A} + 0{,}398 \text{ A} = 0{,}491 \text{ A}$$

La potencia de entrada en continua es:

$$P_{\text{dc}} = (20 \text{ V})(0{,}491 \text{ A}) = 9{,}82 \text{ W}$$

El rendimiento de la etapa es:

$$\eta = \frac{p_{\text{out}}}{P_{\text{dc}}} \times 100\% = \frac{6{,}25 \text{ W}}{9{,}82 \text{ W}} \times 100\% = 63{,}6\%$$

PROBLEMA PRÁCTICO 12.9 Repita el Ejemplo 12.9 utilizando +30 V para V_{CC}.

12.6 Polarización de amplificadores de clase B/AB

Como hemos explicado anteriormente, la cuestión más complicada en el diseño de un amplificador de clase B/AB es conseguir un punto Q estable próximo al punto de corte. En esta sección vamos a abordar este problema y su solución.

Polarización mediante divisor de tensión

La Figura 12.20 muestra una polarización mediante divisor de tensión para un circuito *push-pull* de clase B/AB. Los dos transistores tienen que ser complementarios; es decir, deben tener curvas de V_{BE}, valores máximos similares, etc. Por ejemplo, el 2N3904 y el 2N3906 son complementarios, siendo el primero un transistor *npn* y el segundo *pnp*. Tienen curvas de V_{BE}, valores máximos similares, etc. Hay disponibles pares complementarios como estos para casi cualquier diseño *push-pull* de clase B/AB.

En la Figura 12.20, para evitar la distorsión de cruce, fijamos el punto Q ligeramente por encima del punto de corte, con la correcta tensión V_{BE} en algún punto entre 0,6 y 0,7 V. Pero el principal problema es el siguiente: la corriente de colector es muy sensible a las variaciones de V_{BE}. Las hojas de características indican que un incremento de 60 mV en V_{BE} produce 10 veces más corriente de colector, por lo que es necesaria una resistencia ajustable para fijar el punto Q correcto.

Pero una resistencia ajustable no resuelve el problema de la temperatura; ya que aunque el punto Q sea perfecto a temperatura ambiente, variará cuando lo haga la temperatura. Como se ha explicado anteriormente, V_{BE} disminuye aproximadamente 2 mV por cada grado que aumenta la temperatura. Cuando la temperatura aumenta en el circuito de la Figura 12.20, la tensión fijada en cada diodo de emisor fuerza a que la corriente de colector se incremente rápidamente. Si la temperatura aumenta 30°, la corriente de colector aumenta en un factor de 10, porque la polarización fijada de 60 mV es demasiado alta. Por tanto, el punto Q es muy inestable con la polarización mediante divisor de tensión.

El mayor problema en el circuito de la Figura 12.20 es el **calentamiento descontrolado**. Cuando la temperatura aumenta, la corriente de colector aumenta, con lo que la temperatura de la unión aumenta todavía más, reduciéndose aún más la tensión V_{BE} *correcta*. Esta situación termina en que la corriente de colector puede "descontrolarse" aumentando hasta que una potencia excesiva destruye el transistor.

Que tenga o no lugar este calentamiento descontrolado depende de las propiedades térmicas del transistor , de las técnicas que se apliquen para enfriarlo y del tipo de disipador que se emplee. Con bastante frecuencia, un circuito de polarización mediante divisor de tensión como el de la Figura 12.20 producirá dicho calentamiento descontrolado, el cual terminará destruyendo a los transistores.

Polarización mediante diodos

Una forma de evitar el calentamiento descontrolado es empleando una polarización mediante diodo, como se muestra en la Figura 12.21. La idea consiste en utilizar **diodos de compensación** para generar la tensión de polarización de los diodos de emisor. Para que este montaje funcione, las curvas de los diodos deben estar adaptadas a las curvas V_{BE} de los transistores. Así, cualquier aumento de la temperatura reduce la tensión de polarización desarrollada mediante los diodos de compensación sólo en la cantidad necesaria.

Por ejemplo, supongamos una tensión de polarización de 0,65V para una corriente de colector de hasta 2 mA. Si la temperatura aumenta 30°C, la tensión en cada uno de los diodos de compensación cae 60 mV. Puesto que la tensión V_{BE} requerida también disminuye 60 mV, la corriente de colector permanece fija en 2 mA.

Para que la polarización mediante diodo sea inmune a las variaciones de temperatura, las curvas de los diodos deben estar adaptadas a las curvas V_{BE} en un amplio rango de temperaturas. Esto no se consigue fácilmente con circuitos discretos a causa de la tolerancia de los componentes. Sin embargo, la polarización mediante diodos se implementa fácilmente con circuitos integrados, ya que los diodos y transistores se encuentran dentro del mismo chip, lo que significa que tienen curvas prácticamente idénticas.

En la polarización mediante diodos, la corriente de polarización que circula a través de los diodos de compensación en el circuito de la Figura 12.21 es:

INFORMACIÓN ÚTIL

En los diseños actuales, los diodos de compensación se montan sobre el encapsulado de los transistores de potencia de modo que, cuando los transistores se calientan también lo hacen los diodos. Normalmente, los diodos se fijan a los transistores de potencia mediante adhesivo no conductor que tiene buenas características de transferencia térmica.

Figura 12.20 Polarización mediante divisor de tensión de un amplificador *push-pull* de clase B.

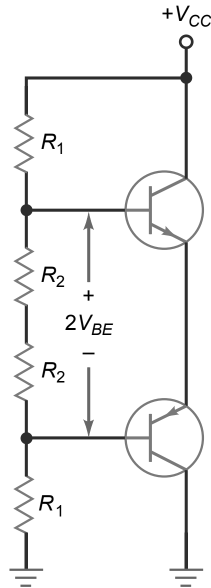
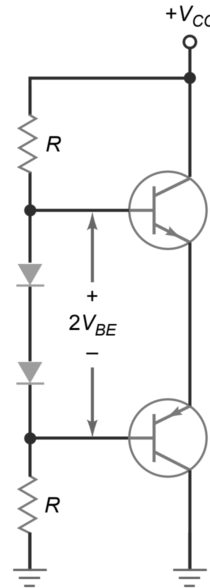


Figura 12.21 Polarización mediante diodos del amplificador *push-pull* de clase B.



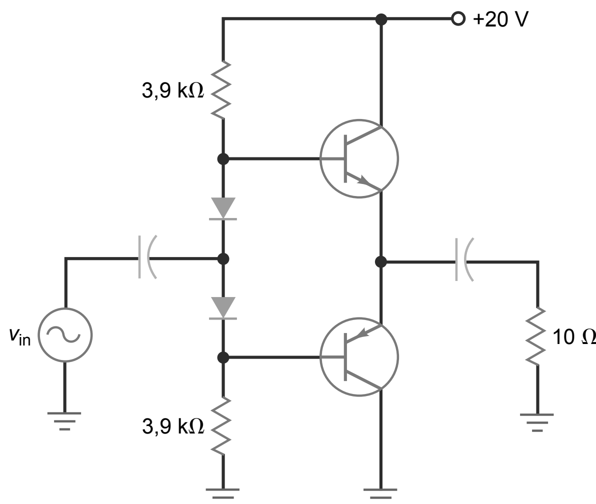
$$I_{\text{polarización}} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2R} \tag{12.28}$$

Cuando los diodos de compensación están adaptados a las curvas V_{BE} de los transistores, I_{CQ} tiene el mismo valor que $I_{\text{polarización}}$ (para obtener información más detallada, consulte la Sección 17.7.) Como hemos dicho anteriormente, I_{CQ} debe tener un valor comprendido entre el 1 y el 5 por ciento de $I_{C(\text{sat})}$ para evitar la distorsión de cruce.

Ejemplo 12.10

¿Cuál es la corriente de colector en reposo en el circuito de la Figura 12.22? ¿Y el rendimiento máximo del amplificador?

Figura 12.22 Ejemplo.



SOLUCIÓN La corriente de polarización a través del diodo de compensación es:

$$I_{\text{polarización}} = \frac{20\ \text{V} - 1{,}4\ \text{V}}{2(3{,}9\ \text{k}\Omega)} = 2{,}38\ \text{mA}$$

Éste es el valor de la corriente de colector en reposo, suponiendo que los diodos de compensación están adaptados a los diodos de emisor.

La corriente de colector de saturación es:

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CEQ}}{R_L} = \frac{10\ \text{V}}{10\ \Omega} = 1\ \text{A}$$

El valor medio de la corriente de colector de media onda es:

$$I_{\text{media}} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{\pi} = \frac{1\ \text{A}}{\pi} = 0{,}318\ \text{A}$$

El consumo total de corriente es:

$$I_{dc} = 2{,}38 \text{ mA} + 0{,}318 \text{ A} = 0{,}32 \text{ A}$$

La potencia de entrada en continua es:

$$P_{dc} = (20 \text{ V})(0{,}32 \text{ A}) = 6{,}4 \text{ W}$$

La potencia máxima de salida en alterna es:

$$p_{out(máx)} = \frac{MPP^2}{8R_L} = \frac{(20 \text{ V})^2}{8\,(10\ \Omega)} = 5 \text{ W}$$

El rendimiento de la etapa es:

$$\eta = \frac{p_{out}}{P_{dc}} \times 100\% = \frac{5 \text{ W}}{6{,}4 \text{ W}} \times 100\% = 78{,}1\%$$

PROBLEMA PRÁCTICO 12.10 Repita el Ejemplo 12.10 utilizando +30 V para V_{CC}.

12.7 Excitador de clase B/AB

En el seguidor de emisor *push-pull* de clase B/AB que hemos estudiado, la señal alterna estaba acoplada capacitivamente a las bases. Este método no es la forma más adecuada de excitar un amplificador *push-pull* de clase B/AB.

Excitador en emisor común

La etapa que precede a la etapa de salida se denomina **excitador**. En lugar de emplear un acoplo capacitivo en la etapa *push-pull* de salida, podemos utilizar el excitador en emisor común con acoplo directo mostrado en la Figura 12.23*a*. El transistor Q_1 es una fuente de corriente que establece la corriente continua de polarización a través de los diodos. Ajustando R_2, podemos controlar la corriente continua de emisor a través de R_4. Esto significa que Q_1 suministra la corriente de polarización a través de los diodos de compensación.

Cuando una señal alterna excita la base de Q_1, actúa como un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar. La señal alterna amplificada e invertida del colector de Q_1 excita las bases de Q_2 y Q_3. En el semiciclo positivo, Q_2 conduce y Q_3 está cortado. En el semiciclo negativo, Q_2 está cortado y Q_3 conduce. Puesto que el condensador de acoplo de salida es un cortocircuito en alterna, la señal alterna se acopla a la resistencia de carga.

Figura 12.23 (*a*) Excitador en emisor común con acoplo directo. (*b*) Circuito equivalente de alterna. (*c*) Circuito equivalente simplificado de alterna.

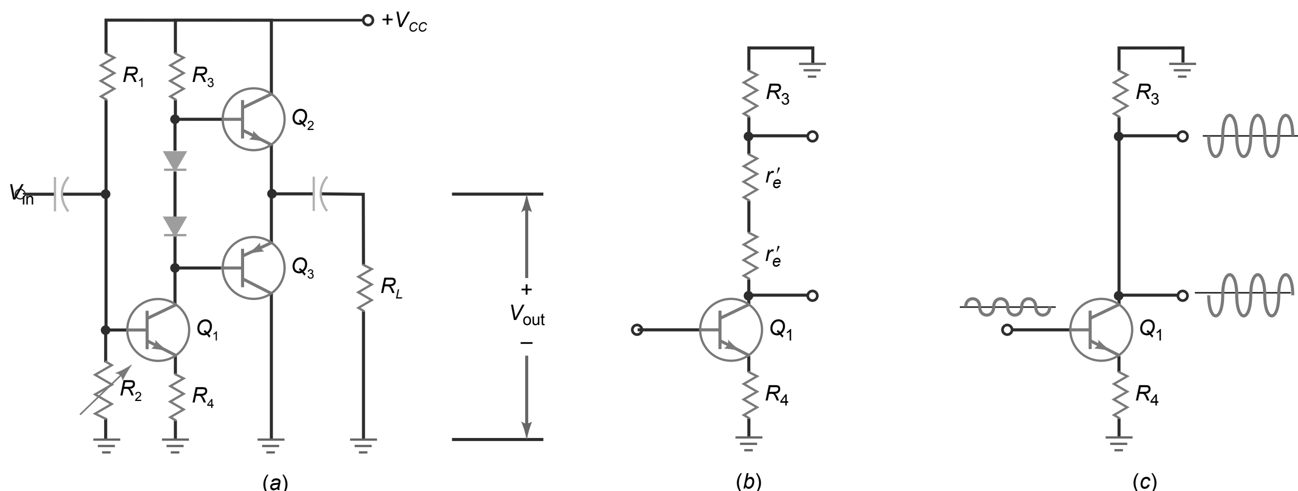
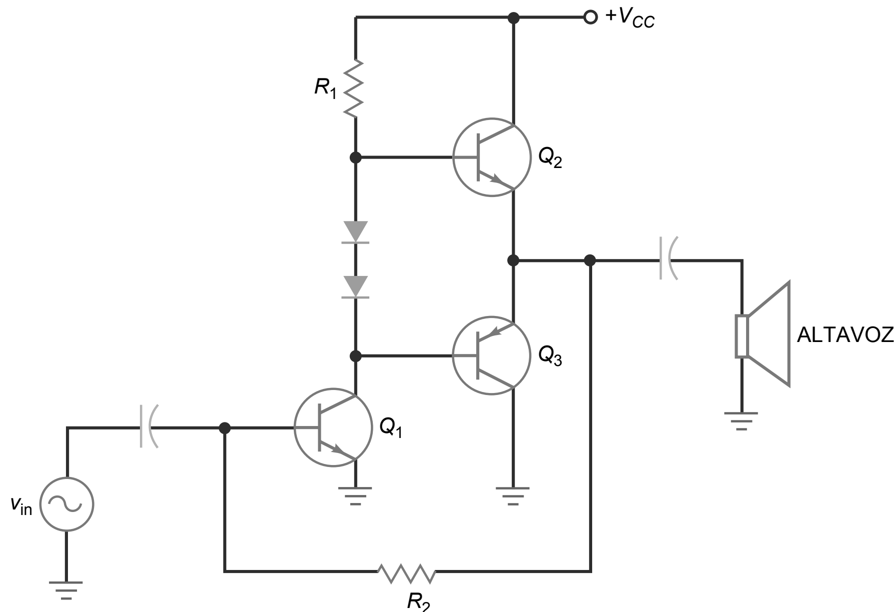


Figura 12.24 Realimentación negativa en dos etapas en un excitador en emisor común.



La Figura 12.23*b* muestra el circuito equivalente de alterna del excitador en emisor común. Los diodos se han reemplazado por sus resistencia de emisor en alterna. En cualquier circuito práctico, r'_e es al menos 100 veces más pequeña que R_3. Por tanto, el circuito equivalente de alterna se simplifica como se muestra en la Figura 12.23*c*.

Ahora podemos ver que la etapa del excitador es un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar, cuya salida amplificada e invertida excita ambas bases de los transistores de salida con la misma señal. A menudo, la impedancia de entrada de los transistores de salida es muy alta, por lo que podemos aproximar la ganancia de tensión del excitador mediante la expresión:

$$A_V = \frac{R_3}{R_4}$$

En resumen, la etapa excitadora de un amplificador de tensión con resistencia de emisor sin desacoplar produce una señal grande para el amplificador *push-pull* de salida.

Realimentación negativa en dos etapas

La Figura 12.24 es otro ejemplo de uso de una etapa en emisor común para gran señal, que permite excitar un seguidor de emisor *push-pull* de clase B/AB. El excitador Q_1 amplifica e invierte la señal de entrada. A continuación, la etapa *push-pull* proporciona la ganancia de corriente necesaria para excitar al altavoz de baja impedancia. Observe que el excitador en emisor común tiene el emisor conectado a tierra. En consecuencia, este excitador tiene una mayor ganancia de tensión que el excitador de la Figura 12.23*a*.

La resistencia R_2 hace dos cosas útiles: la primera es que dado que está conectada a un tensión continua de $+V_{CC}/2$, esta resistencia proporciona la polarización continua para Q_1. En segundo lugar, R_2 produce una realimentación negativa para la señal alterna. Veamos por qué: una señal positiva en la base de Q_1 produce una señal negativa en el colector de Q_1. La salida del seguidor de emisor es por tanto negativa. Cuando se realimenta a través de R_2 la base de Q_1, esta señal de retorno se opone a la señal de entrada original. Ésta es precisamente la realimentación negativa que estabiliza la polarización y la ganancia de tensión del amplificador completo.

Los amplificadores de potencia de audio integrados a menudo se utilizan en aplicaciones de baja a media potencia. Estos amplificadores, como por ejemplo un LM380 IC, contienen transistores de salida polarizados en clase AB y se estudiarán en el Capítulo 18.

12.8 Funcionamiento en clase C

En clase B, necesitamos utilizar una configuración *push-pull*. Por esto, casi todos los amplificadores de clase B son amplificadores *push-pull*. En clase C, necesitamos utilizar un circuito resonante para la carga, razón por la cual casi todos los amplificadores de clase C son amplificadores sintonizados.

Frecuencia de resonancia

En el funcionamiento en clase C, la corriente de colector fluye durante menos de una mitad del ciclo. Un circuito resonante paralelo puede filtrar los impulsos de la corriente de colector y producir una onda sinusoidal pura como tensión de salida. La principal aplicación del funcionamiento en clase C se encuentra en los amplificadores de RF sintonizados. El rendimiento máximo de un amplificador en clase C sintonizado es del 100 por cien.

La Figura 12.25*a* muestra un amplificador de RF sintonizado. La tensión alterna de entrada excita la base y una tensión de salida amplificada aparece en el colector. La señal amplificada e invertida se acopla entonces capacitivamente a la resistencia de carga. Puesto que se trata de un circuito resonante paralelo, la tensión de salida es máxima a la frecuencia de resonancia y está dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{12.29}$$

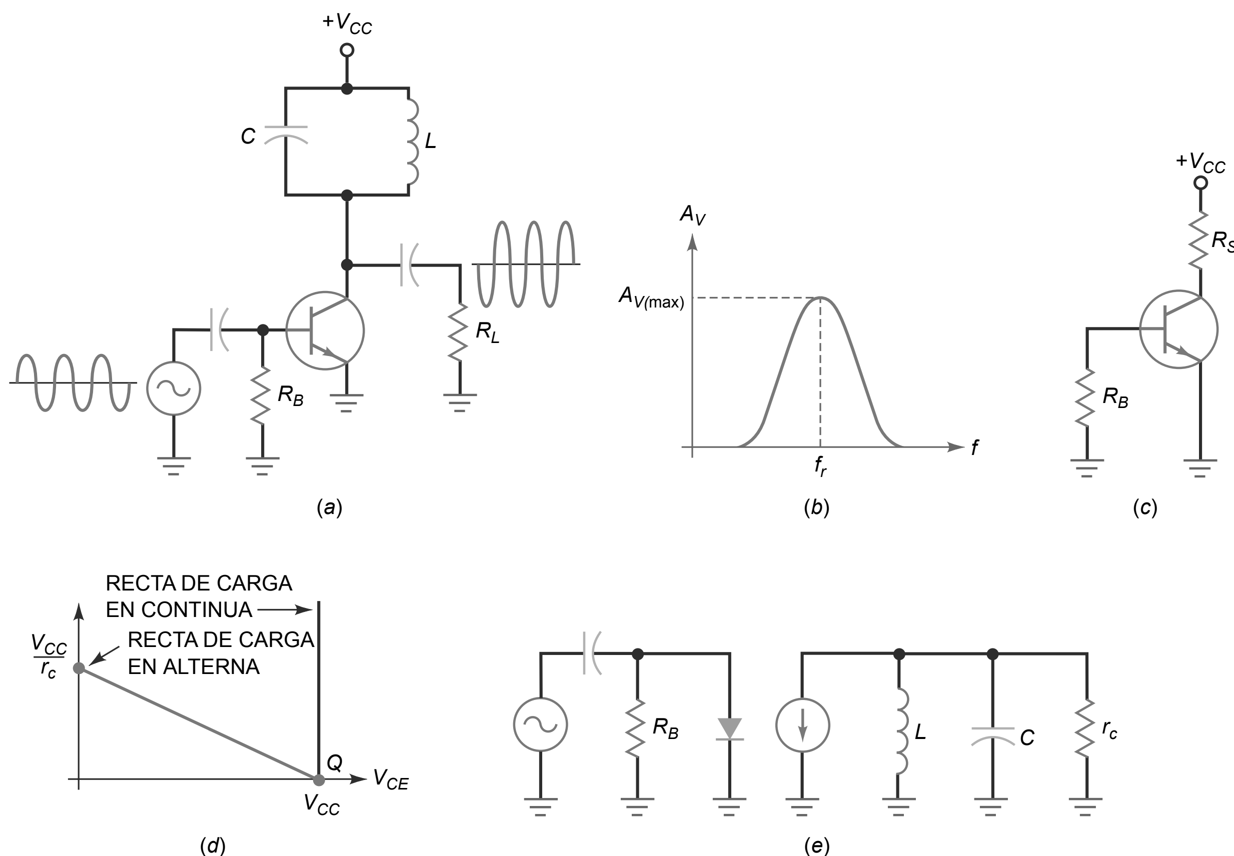
A cada uno de los lados de la frecuencia de resonancia f_r, la ganancia de tensión decrece como se muestra en la Figura 12.25*b*. Por esta razón, siempre se emplea un amplificador de clase C sintonizado para amplificar una banda de frecuencias estrecha, lo que le hace ideal para amplificar señales de radio y de televisión porque cada emisora o canal tiene asignada una banda de frecuencias estrecha alrededor de una frecuencia central.

Como se muestra en el circuito equivalente de continua de la Figura 12.25*c*, el amplificador de clase C no está polarizado. La resistencia R_S del circuito de colector es la resistencia serie de la bobina.

Rectas de carga

La Figura 12.25*d* muestra las dos rectas de carga. La recta de carga en continua es aproximadamente vertical porque la resistencia del devanado R_S de una bobina de RF es muy pequeña. La recta de carga en continua no es importante porque el transistor no está polarizado. Lo que es importante es la recta de carga en alterna. Como se indica, el punto *Q* se encuentra en el extremo inferior de la recta de carga en alterna. Cuando hay una señal alterna,

Figura 12.25 (*a*) Amplificador de clase C sintonizado. (*b*) Ganancia de tensión en función de la frecuencia. (*c*) Circuito equivalente de continua no polarizado. (*d*) Las dos rectas de carga. (*e*) Circuito equivalente de alterna.



INFORMACIÓN ÚTIL

La mayoría de los amplificadores de clase C se diseñan de modo que el valor de pico de la tensión de entrada sea justo lo suficiente para hacer que el transistor entre en saturación.

el punto de trabajo instantáneo se desplaza hacia arriba por la recta de carga hacia el punto de saturación. El impulso máximo de la corriente de colector está determinado por la corriente de saturación V_{CC}/r_c.

Cambio del nivel de continua de la señal de entrada

La Figura 12.25*e* muestra el circuito equivalente de alterna. La señal de entrada excita al diodo de emisor y los impulsos de corriente amplificados excitan el circuito tanque resonante. En un amplificador de clase C sintonizado, el condensador de entrada es parte del circuito cambiador de nivel negativo, que hace que el nivel de continua de la señal que aparece en el diodo de emisor se desplace en sentido negativo.

La Figura 12.26*a* ilustra el circuito cambiador de nivel de continua negativo. Sólo los picos positivos de la señal de entrada pueden poner en conducción al diodo de emisor. En consecuencia, la corriente de colector fluye en forma de breves impulsos, como se muestra en la Figura 12.26*b*.

Filtrado de armónicos

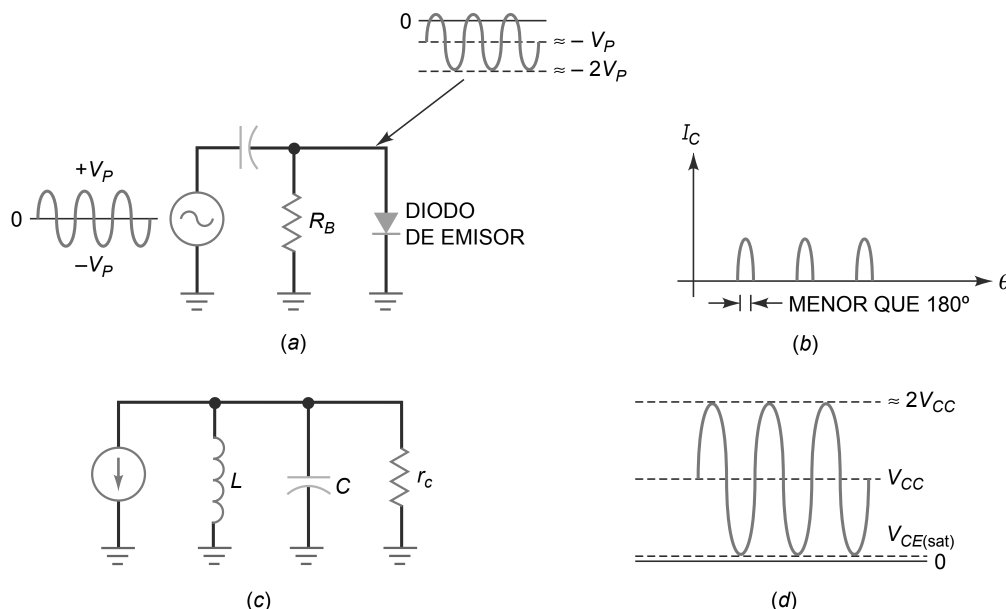
En el Capítulo 5 se ha explicado brevemente el concepto de armónico. La idea básica es la siguiente: una forma de onda sinusoidal como la mostrada en la Figura 12.26*b* es rica en **armónicos,** múltiplos de la frecuencia de entrada. En otras palabras, los impulsos de la Figura 12.26*b* son equivalentes a un grupo de ondas seno con frecuencias *f*, 2*f*, 3*f*, . . . , *nf*.

El circuito tanque resonante de la Figura 12.26*c* sólo presenta una alta impedancia a la frecuencia fundamental *f*, lo que produce una ganancia de tensión grande a dicha frecuencia. Por el contrario, el circuito tanque presenta una impedancia muy baja para los armónicos de orden superior, produciendo una ganancia de tensión muy pequeña. Por esto es por lo que la tensión en tanque resonante parece casi una onda sinusoidal pura, como la mostrada en la Figura 12.26*d*. Puesto que todos los armónicos de orden superior se filtran, sólo la frecuencia fundamental aparece en el circuito tanque.

Detección de averías

Puesto que el amplificador sintonizado de clase C tiene una señal de entrada con un nivel de continua desplazado en sentido negativo, puede emplearse un voltímetro de continua con alta impedancia para medir la tensión en el

Figura 12.26 (*a*) La señal de entrada se desplaza en sentido negativo en la base. (*b*) Flujo de impulsos de la corriente de colector. (*c*) Circuito de colector en alterna. (*d*) Forma de onda de la tensión de colector.



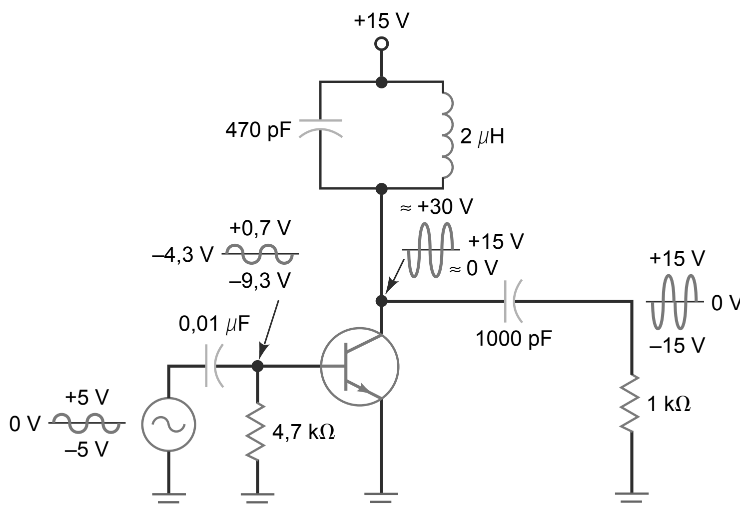
diodo de emisor. Si el circuito está funcionando correctamente, la lectura que se obtenga tendrá que ser una tensión negativa aproximadamente igual al pico de la señal de entrada.

La prueba del voltímetro que acabamos de describir resulta útil cuando no se dispone de un osciloscopio. Sin embargo, si se tiene un osciloscopio, una prueba aún mejor consiste en visualizar la forma de onda del diodo de emisor, que deberá ser una forma de onda con el nivel de continua desplazado en sentido negativo cuando el circuito funciona correctamente.

Ejemplo 12.11

Describa el funcionamiento del circuito de la Figura 12.27.

Figura 12.27 Ejemplo.



SOLUCIÓN El circuito tiene una frecuencia de resonancia de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2\propto H)(470\,pF)}} = 5{,}19\,MHz$$

Si la frecuencia de la señal de entrada es ésta, el circuito clase C sintonizado amplificará la señal de entrada.

En la Figura 12.27, la señal de entrada tiene un valor de pico a pico de 10 V. El nivel de continua de la señal se desplaza en sentido negativo en la base del transistor obteniendo un pico positivo de +0,7 V y un pico negativo de −9,3 V. La tensión media de base es de −4,3 V, la cual se puede medir con un voltímetro de continua de alta impedancia.

La señal de colector se invierte gracias a la conexión en emisor común. La tensión continua o media de la señal de colector es igual a +15 V, que es la tensión de alimentación. Por tanto, la tensión de colector pico a pico es de 30 V. Esta tensión está acoplada capacitivamente a la resistencia de car ga. La tensión de salida final tiene un pico positivo de +15 V y un pico negativo de −15 V.

PROBLEMA PRÁCTICO 12.11 En el circuito de la Figura 12.27, cambie el condensador de 470 pF a 560 pF y V_{CC} a +12 V. Calcule f_r y V_{out} pico a pico.

12.9 Fórmulas para clase C

Un amplificador de clase C sintonizado normalmente es un amplificador de banda estrecha. La señal de entrada en un circuito de clase C se amplifica para obtener una mayor potencia de salida con un rendimiento aproximadamente del 100 por cien.

Ancho de banda

Como se ha estudiado en cursos anteriores, el **ancho de banda (BW, *bandwidth*)** de un circuito resonante se define como:

$$BW = f_2 - f_1 \tag{12.30}$$

donde f_1 = frecuencia inferior de potencia mitad

f_2 = frecuencia superior de potencia mitad

Las frecuencias de potencia mitad son idénticas a las frecuencias en las que la ganancia de tensión es igual a 0,707 veces la ganancia máxima, como se muestra en la Figura 12.28. El ancho de banda mínimo es el ancho de banda más estrecho del amplificador.

Aplicando la Ecuación (12.30), podemos derivar esta nueva relación para el ancho de banda:

$$BW = \frac{f_r}{Q} \tag{12.31}$$

donde Q es el factor de calidad del circuito. La Ecuación (12.31) dice que el ancho de banda es inversamente proporcional a Q. Cuanto mayor sea el factor de calidad Q del circuito, menor será el ancho de banda.

Los amplificadores de clase C casi siempre tienen un factor de calidad Q del circuito mayor que 10. Esto significa que el ancho de banda es menor que el 10 por ciento de la frecuencia de resonancia. En consecuencia, los amplificadores de clase C son amplificadores de banda estrecha. La salida de un amplificador de banda estrecha es una tensión sinusoidal grande a la frecuencia de resonancia con un decrecimiento rápido en las frecuencias por encima y por debajo de la de resonancia.

Mínimo de corriente en resonancia

Cuando un circuito tanque está en resonancia, la impedancia de carga en alterna vista por la fuente de corriente de colector es máxima y puramente resistiva. Por tanto, la corriente de colector en resonancia es mínima. Por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia, la impedancia de carga en alterna disminuye y la corriente de colector aumenta.

Una forma de sintonizar un tanque resonante consiste en buscar una forma de hacer que disminuya la corriente continua suministrada al circuito, como se muestra en la Figura 12.29. La idea básica consiste en medir la corriente I_{dc} de la fuente de alimentación mientras se sintoniza el circuito (variando L o C). Cuando el circuito tanque entra en resonancia para una frecuencia de entrada, la lectura del amperímetro marcará un valor mínimo. Esto indica que el circuito está correctamente sintonizado, porque el tanque presenta una impedancia máxima en ese punto.

Resistencia de colector en alterna

Cualquier bobina tiene una resistencia serie R_S, como se indica en la Figura 12.30 *a*. El factor de calidad Q de la bobina se define como:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_S} \tag{12.32}$$

Figura 12.28 Ancho de banda.

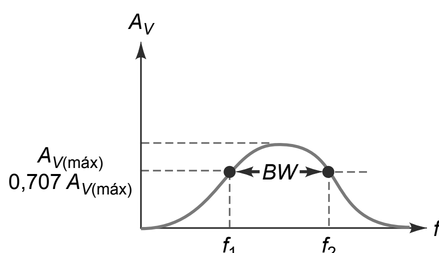


Figura 12.29 Mínimo de corriente en resonancia.

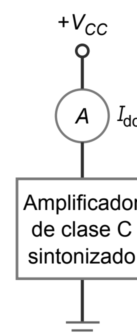
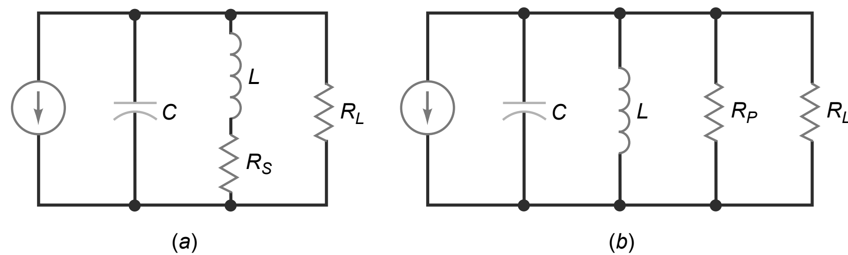


Figura 12.30 (*a*) Resistencia equivalente serie de una bobina. (*b*) Resistencia equivalente paralelo de una bobina.



donde Q_L = factor de calidad de la bobina
X_L = reactancia inductiva
R_S = resistencia de la bobina

Recuerde que se trata del factor de calidad Q sólo de la bobina. El circuito completo tiene un factor de calidad menor porque incluye el efecto de la resistencia de carga, así como la resistencia de la bobina.

Como se ha estudiado en cursos más básicos, la resistencia serie de la bobina se puede reemplazar por una resistencia paralelo R_P, como se muestra en la Figura 12.30 *b*. Cuando Q es mayor que 10, esta resistencia equivalente viene dada por:

$$R_P = Q_L X_L \tag{12.33}$$

En resonancia, en el circuito de la Figura 12.30*b*, X_L cancela a X_C, quedando sólo R_P en paralelo con R_L. Por tanto, la resistencia en alterna vista por el colector en resonancia es:

$$r_c = R_P \parallel R_L \tag{12.34}$$

El factor de calidad Q *del circuito completo* está dado por:

$$Q = \frac{r_c}{X_L} \tag{12.35}$$

Este factor de calidad Q es menor que Q_L, el factor de calidad de la bobina. En los amplificadores de clase C prácticos, el factor de calidad de la bobina típicamente es de 50 o mayor y el factor de calidad del circuito es 10 o mayor. Puesto que el factor de calidad total es 10 o mayor, el funcionamiento es de banda estrecha.

Ciclo de trabajo

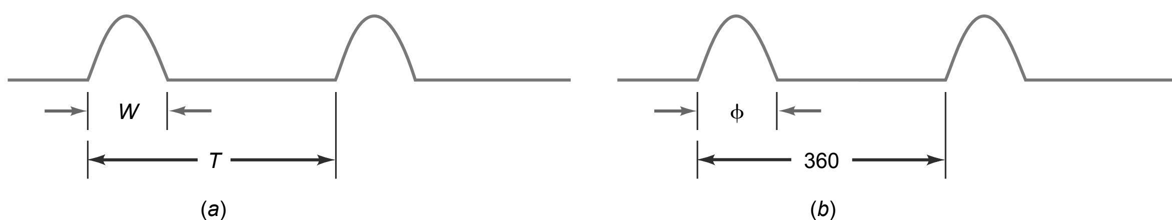
Como se muestra en la Figura 12.31*a,* la breve conducción del diodo de emisor en cada pico positivo produce impulsos estrechos de corriente de colector . Cuando se tienen impulsos de este tipo, resulta conveniente definir el **ciclo de trabajo** como:

$$D = \frac{W}{T} \tag{12.36}$$

donde D = ciclo de trabajo
W = anchura del impulso
T = período de los impulsos

Por ejemplo, si un osciloscopio muestra un anchura de impulso de 0,2 μs y un período de 1,6 μs, el ciclo de trabajo será:

Figura 12.31 Ciclo de trabajo.



$$D = \frac{0,2 \propto s}{1,6 \propto s} = 0,125$$

Cuanto menor sea el ciclo de trabajo, más estrechos serán los impulsos comparados con el período. El amplificador de clase C típico tiene un ciclo de trabajo pequeño. De hecho, el rendimiento de un amplificador de clase C aumenta cuando el ciclo de trabajo disminuye.

Ángulo de conducción

Un método equivalente que permite establecer el ciclo de trabajo consiste en utilizar el ángulo de conducción ϕ, como se muestra en la Figura 12.31*b*:

$$\boldsymbol{D = \frac{\phi}{360°}} \qquad \textbf{(12.37)}$$

Por ejemplo, si el ángulo de conducción es 18°, el ciclo de trabajo será:

$$D = \frac{18°}{360°} = 0,05$$

Disipación de potencia del transistor

La Figura 12.32*a* muestra la tensión colector-emisor ideal en un amplificador de transistores de clase C. En la Figura 12.32*a*, la salida máxima viene dada por:

$$\mathbf{MPP = 2}\boldsymbol{V_{CC}} \qquad \textbf{(12.38)}$$

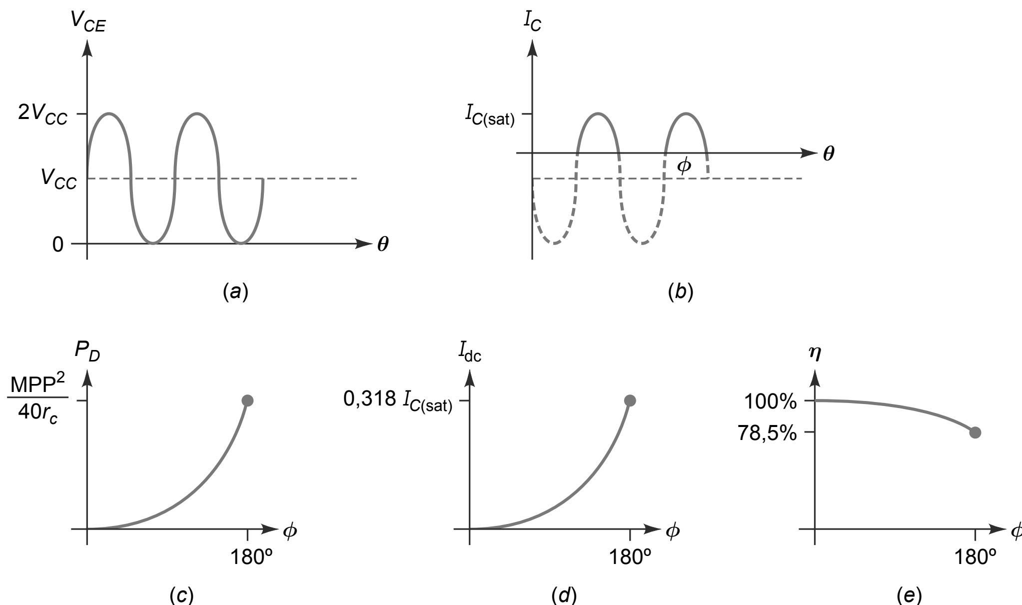
Dado que la tensión máxima es aproximadamente $2V_{CC}$, el transistor debe tener una tensión máxima V_{CEO} mayor que $2V_{CC}$.

La Figura 12.32*b* muestra la corriente de colector de un amplificador de clase C. Normalmente, el ángulo de conducción ϕ es mucho menor que 180°. Observe que la corriente de colector alcanza un valor máximo igual a $I_{C(sat)}$. El transistor tiene que poder soportar una corriente de pico mayor que ésta. Las partes dibujadas con líneas de puntos del ciclo representan el tiempo que el transistor no conduce.

La disipación de potencia del transistor depende del ángulo de conducción. Como se muestra en la Figura 12.32*c*, la disipación de potencia aumenta con el ángulo de conducción hasta 180°. La disipación de potencia máxima del transistor puede conocerse mediante el cálculo siguiente:

$$\boldsymbol{P_D = \frac{\mathbf{MPP}^2}{40r_c}} \qquad \textbf{(12.39)}$$

Figura 12.32 (*a*) Salida máxima. (*b*) Ángulo de conducción. (*c*) Disipación de potencia del transistor. (*d*) Consumo de corriente. (*e*) Rendimiento.



La Ecuación (12.39) representa el caso peor. Un transistor que opera en clase C debe tener una limitación de potencia mayor que ésta o resultará destruido. En condiciones de excitación normales, el ángulo de conducción debe ser mucho menor que 180° y la disipación de potencia del transistor será menor que $MPP^2/40r_c$.

Rendimiento de la etapa

La corriente continua de colector depende del ángulo de conducción. Para un ángulo de conducción de 180° (una señal de media onda), la corriente continua o media de colector es $I_{C(sat)}/\pi$. Para ángulos de conducción pequeños, la corriente continua de colector es menor que ésta, como se muestra en la Figura 12.32*d*. La corriente continua de colector es el único consumo de corriente en un amplificador de clase C porque no hay resistencias de polarización.

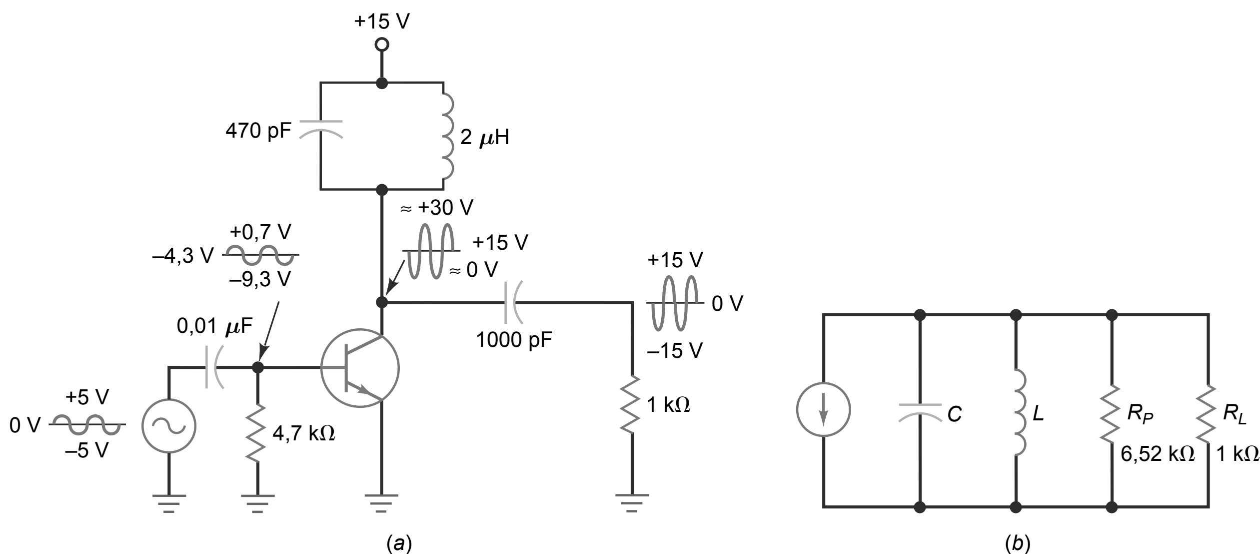
En un amplificador de clase C, la mayor parte de la potencia de entrada en continua se convierte en potencia alterna en la carga, porque las pérdidas en el transistor y la bobina son muy pequeñas. Por esta razón, un amplificador de clase C tiene un alto rendimiento de etapa.

La Figura 12.32*e* muestra cómo varía el rendimiento óptimo de la etapa con el ángulo de conducción. Cuando el ángulo es 180°, el rendimiento de la etapa es del 78,5 por ciento, el máximo teórico para un amplificador de clase B. Cuando el ángulo de conducción decrece, el rendimiento de la etapa aumenta. Como se indica, la clase C presenta un rendimiento máximo del 100 por cien cuando nos aproximamos a ángulos de conducción muy pequeños. La Tabla-resumen 12.1 ilustra las características de los amplificadores de clase A, B/AB y C.

Ejemplo 12.12

Si Q_L es 100 en el circuito de la Figura 12.33, ¿cuál es el ancho de banda del amplificador?

Figura 12.33 Ejemplo.



SOLUCIÓN A la frecuencia de resonancia (hallada en el Ejemplo 12.11):

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi(5{,}19 \text{ MHz})(2\ \mu\text{H}) = 65{,}2\ \Omega$$

Aplicando la Ecuación (12.33), la resistencia paralelo equivalente de la bobina es:

$$R_P = Q_L X_L = (100)(65{,}2\ \Omega) = 6{,}52\ \text{k}\Omega$$

Esta resistencia está en paralelo con la resistencia de carga, como se muestra en la Figura 12.33*b*. Por tanto, la resistencia de colector en alterna es:

$$r_c = 6{,}52\ \text{k}\Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega = 867\ \Omega$$

Aplicando la Ecuación (12.35), el factor de calidad Q del circuito completo es:

$$Q = \frac{r_c}{X_L} = \frac{867\,\Omega}{65{,}2\,\Omega} = 13{,}3$$

Puesto que la frecuencia de resonancia es 5,19 MHz, el ancho de banda será:

$$BW = \frac{5{,}19\text{ MHz}}{13{,}3} = 390\text{ kHz}$$

Ejemplo 12.13

En el circuito de la Figura 12.33*a*, ¿cuál es la disipación de potencia en el caso peor?

SOLUCIÓN La salida máxima de pico a pico es:

$$\text{MPP} = 2V_{CC} = 2(15\text{ V}) = 30\text{ V pp}$$

La Ecuación (12.39) nos proporciona la disipación de potencia del transistor en el caso peor:

$$P_D = \frac{\text{MPP}^2}{40r_c} = \frac{(30\text{ V})^2}{40(867\ \Omega)} = 26\text{ mW}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 12.13 En la Figura 12.33, si V_{CC} es +12 V, ¿cuál es la disipación de potencia en el caso peor?

12.10 Características de potencia del transistor

La temperatura en la unión del colector pone un límite a la disipación de potencia permitida P_D. Dependiendo del tipo de transistor, una temperatura de la unión en el rango de 150 a 200°C destruirá el transistor. Las hojas de características especifican esta temperatura máxima de la unión como $T_{J(\text{máx})}$. Por ejemplo, la hoja de características de un 2N3904 especifica una $T_{J(\text{máx})}$ de 150°C; la hoja de características de un 2N3719 indica una $T_{J(\text{máx})}$ de 200°C.

INFORMACIÓN ÚTIL

Para circuitos integrados no se puede especificar una temperatura máxima de la unión porque contiene muchos transistores. Por tanto, en su lugar, para los circuitos integrados se define una temperatura máxima del dispositivo o una temperatura máxima del encapsulado. Por ejemplo, el amplificador operacional integrado μA741 tiene un límite de potencia de 500 mW en un encapsulado metálico, de 310 mW si se trata de un encapsulado DIP y de 570 mW si es un encapsulado *flatpack*.

Temperatura ambiente

El calor producido en la unión pasa a través del encapsulado del transistor (carcasa de metal o de plástico) y lo expulsa al aire circundante. La temperatura del aire circundante se conoce como *temperatura ambiente* y tiene un valor de aproximadamente 25°C, aunque puede ser más alta en días calurosos. La temperatura ambiente también puede ser mucho más alta dentro de un componente de un equipo electrónico.

Factor de ajuste

A menudo las hojas de características especifican la $P_{D(\text{máx})}$ de un transistor para una temperatura ambiente de 25°C. Por ejemplo, el 2N1936 tiene una potencia $P_{D(\text{máx})}$ de 4 W para una temperatura ambiente de 25°C. Esto significa que un 2N1936 empleado en un amplificador de clase A puede tener una disipación de potencia en reposo tan alta como 4 W. Mientras que la temperatura ambiente es igual a 25°C o menor, el transistor está dentro de los límites de potencia especificados.

¿Qué podemos hacer si la temperatura ambiente es mayor que 25°C? Tendremos que ajustar (reducir) el límite de potencia. En ocasiones, las hojas de características incluyen una *curva de ajuste* como la mostrada en la Figura

Tabla-resumen 12.1 Clases de amplificador

Circuito	Características	Se usa en
A	Ángulo de conducción: 360° Distorsión: pequeña, debida a la distorsión no lineal Rendimiento máximo: 25% MPP $< V_{CC}$ Puede utilizar acoplamiento mediante transformador para conseguir un rendimiento de $\approx$ 50%	Amplificador de baja potencia donde el rendimiento no es importante
B/AB	Ángulo de conducción: $\approx$ 180° Distorsión: pequeña a moderada, debida a la distorsión de cruce Rendimiento máximo 78,5% MPP $= V_{CC}$ Utiliza el efecto *push-pull* y transistores de salida complementarios	Amplificador de potencia de salida. Puede utilizar configuraciones Darlington y diodos en el circuito de polarización
C	Ángulo de conducción $<$ 180° Distorsión: grande Rendimiento máximo $\approx$ 100% Basado en el circuito tanque sintonizado MPP $= 2\ (V_{CC})$	Amplificador de potencia de RF sintonizado. Etapa de amplificación final en circuitos de comunicaciones

12.34. Como podemos ver, el límite de potencia disminuye cuando la temperatura ambiente aumenta. Por ejemplo, a una temperatura ambiente de 100°C, el límite de potencia está en 2 W.

Algunas hojas de características no proporcionan una curva de ajuste como la mostrada en la Figura 12.34. En su lugar, proporcionan un valor del factor de ajuste D (*derating factor*). Por ejemplo, el factor de ajuste de un 2N1936 es 26,7 mW/°C. Esto significa que hay que restar 26,7 mW por cada grado que supere la temperatura ambiente de 25°C, lo que se expresa del siguiente modo:

$$\Delta P = D(T_A - 25°C) \tag{12.40}$$

donde ΔP = reducción del límite de potencia
D = factor de ajuste
T_A = temperatura ambiente

Por ejemplo, si la temperatura ambiente aumenta a 75°C, habrá que reducir el límite de potencia en:

$$\Delta P = 26{,}7 \text{ mW}(75 - 25) = 1{,}34 \text{ W}$$

Puesto que la potencia máxima es de 4 W a 25°C, la nueva potencia máxima será:

$$P_{D(\text{máx})} = 4 \text{ W} - 1{,}34 \text{ W} = 2{,}66 \text{ W}$$

Esto se corresponde con la curva de ajuste de la Figura 12.34.

Obtenga el límite de potencia reducido a partir de una curva de ajuste como la de la Figura 12.34 o a partir de una fórmula como la dada en la Ecuación (12.40), lo importante es ser consciente de la reducción del valor máximo de potencia cuando la temperatura ambiente aumenta. Sólo porque un circuito funcione bien a 25°C no quiere decir que siga funcionando correctamente en un amplio rango de temperaturas. Por tanto, cuando diseñe circuitos, deberá tener en cuenta el rango de temperaturas de operación y tendrá que ajustar todos los transistores para trabajar adecuadamente para la máxima temperatura ambiente esperada.

Disipadores

Una forma de aumentar el límite de potencia de un transistor es liberando el calor más rápidamente. Una forma de hacerlo es mediante disipadores. Si aumentamos el área de la superficie del encapsulado del transistor, conseguimos que el calor se libere más fácilmente al aire circundante. Fíjese en la Figura 12.35*a*. Cuando este tipo de disipador se coloca sobre el encapsulado del transistor, el calor se libera más deprisa gracias a la mayor superficie de las aletas.

La Figura 12.35*b* muestra un transistor con un encapsulado con lengüeta. La lengüeta metálica proporciona un camino de salida para el calor del transistor. Esta lengüeta metálica puede conectarse al chasis del equipo electrónico. Como el chasis es un disipador de calor masivo, el calor puede fácilmente pasar del transistor al chasis.

Los transistores de potencia elevada como el mostrado en la Figura 12.35*c* tienen el colector conectado directamente al encapsulado, con el fin de permitir que el calor se libere lo más fácilmente posible. El encapsulado del transistor se conecta entonces al chasis. Para impedir que el colector quede cortocircuitado a la tierra del chasis, se utiliza una espuma aislante y una pasta conductora de calor entre el encapsulado del transistor y el chasis. La idea importante aquí es que el calor pueda ser expulsado rápidamente del transistor, con el fin de que pueda disipar más potencia para la misma temperatura ambiente.

Figura 12.34 Disipación máxima de potencia en función de la temperatura ambiente.

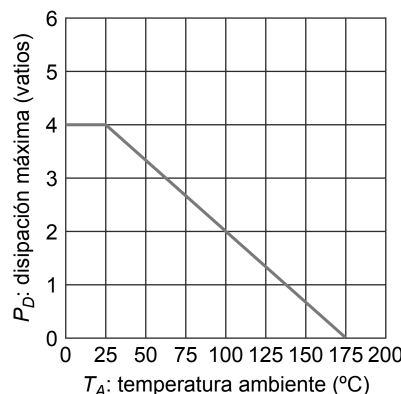


Figura 12.35 (*a*) Disipador de calor montado sobre el transistor. (*b*) Transistor con lengüeta de metal. (*c*) Transistor de potencia con el colector conectado al encapsulado.

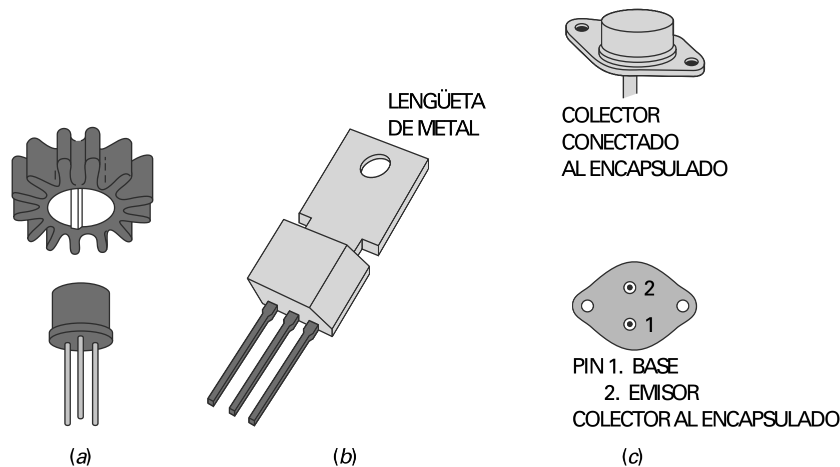
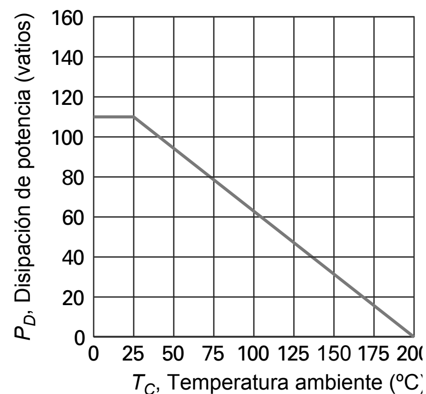


Figura 12.36 Curva de ajuste del 2N3055. (Cortesía de onsemi.com)



Temperatura del encapsulado

Cuando el calor sale de un transistor, pasa a través del encapsulado del transistor y entra en el disipador, el cual libera el calor al aire circundante. La temperatura del encapsulado del transistor T_C será ligeramente superior a la temperatura del disipador T_S, la cual a su vez también será ligeramente mayor que la temperatura ambiente T_A.

Las hojas de características de los transistores de gran potencia proporcionan curvas de ajuste para la temperatura del encapsulado, en lugar de para la temperatura ambiente. Por ejemplo, la Figura 12.36 muestra la curva de ajuste de un 2N3055. La máxima disipación de potencia es de 1 15 W para una temperatura del encapsulado de 25°C y luego decrece linealmente con la temperatura hasta cero para una temperatura del encapsulado de 200°C.

En ocasiones, dispondrá de un factor de ajuste en lugar de una curva de ajuste. En este caso, puede utilizar la siguiente ecuación para calcular la cantidad en que hay que reducir la máxima disipación de potencia:

$$\Delta P = D(T_C - 25°C) \qquad (12.41)$$

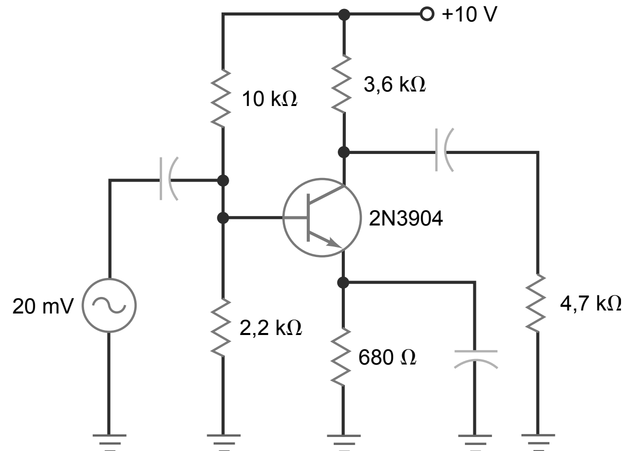
donde ΔP = reducción del límite de potencia
D = factor de ajuste
T_C = temperatura del encapsulado

Para utilizar la curva de ajuste de un transistor de gran potencia, necesitará conocer la temperatura del encapsulado para el caso peor. A continuación, podrá ajustar el transistor para que pueda disipar la máxima potencia.

Ejemplo 12.14

El circuito de la Figura 12.37 puede trabajar a temperaturas ambiente comprendidas entre 0 y 50°C. ¿Cuál es la máxima potencia que el transistor puede disipar para la temperatura correspondiente al caso peor?

Figura 12.37 Ejemplo.



SOLUCIÓN La temperatura del caso peor es la temperatura máxima. Hay que ajustar a la potencia máxima proporciona en la hoja de características. Si consulta la hoja de características de un 2N3904 (Figura 6.15), verá que la potencia máxima especificada es:

P_D = 625 mW para una temperatura ambiente 25°C

y el factor de ajuste especificado es:

$D = 5$ mW/°C

Aplicando la Ecuación (12.40), podemos calcular:

$\Delta P = (5 \text{ mW})(50 - 25) = 125 \text{ mW}$

Por tanto, la máxima potencia para 50°C es:

$P_{D(\text{máx})} = 625 \text{ mW} - 125 \text{ mW} = 500 \text{ mW}$

PROBLEMA PRÁCTICO 12.14 En el Ejemplo 12.14, ¿cuál es la máxima potencia del transistor cuando la temperatura ambiente es de 65°?

Resumen

SEC. 12.1 CLASIFICACIONES DEL AMPLIFICADOR

Las clases de funcionamiento son A, B y C. Los distintos tipos de acoplamiento son: capacitivo, mediante transformador y directo. La clasificación atendiendo a la frecuencia incluye amplificadores de audio, de radiofrecuencia (RF), de banda estrecha y de banda ancha, algunos tipos de amplificadores de audio son los preamplificadores y los amplificadores de potencia.

SEC. 12.2 DOS RECTAS DE CARGA

Todo amplificador tiene una recta de carga en continua y una recta de carga en alterna. Para obtener la salida máxima de pico a pico, el punto *Q* debe encontrarse en el centro de la recta de carga en alterna.

SEC. 12.3 FUNCIONAMIENTO EN CLASE A

La ganancia de potencia es igual a la potencia de salida en alterna dividida entre la potencia de entrada en alterna. El límite de disipación de potencia de un transistor tiene que ser mayor que la disipación de potencia en reposo. El rendimiento de una etapa amplificadora es igual a la potencia de salida en alterna dividida entre la potencia de entrada en continua multiplicado por 100 (en porcentaje). El rendimiento máximo de la clase A con resistencias de colector y de carga es del 25 por ciento. Si la resistencia de carga es la resistencia de colector o se emplea un transformador, el rendimiento máximo aumenta al 50 por ciento.

SEC. 12.4 FUNCIONAMIENTO EN CLASE B

La mayoría de los amplificadores de clase B utilizan una conexión en contrafase (*push-pull*) de dos transistores. Mientras que un transistor conduce, el otro está al corte, y viceversa. Cada transistor amplifica un semiciclo de alterna. El rendimiento máximo de clase B es del 78,5 por ciento.

SEC. 12.5 SEGUIDOR DE EMISOR DE CLASE B

El funcionamiento en clase B es más eficiente que en clase A. En un seguidor de emisor *push-pull* de clase B se utilizan transistores *npn* y *pnp* complementarios. El transistor *npn* conduce durante un semiciclo y el transistor *pnp* durante el otro semiciclo.

SEC. 12.6 POLARIZACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES DE CLASE B/AB

Para evitar la distorsión de cruce, los transistores de un seguidor de emisor *push-pull* de clase B tienen que tener una corriente de reposo pequeña, y esto es lo que se conoce como funcionamiento en clase AB. Con la polarización mediante divisor de tensión, el punto Q no es estable y puede producir un calentamiento descontrolado. Es preferible utilizar un circuito de polarización de diodos porque produce un punto Q estable para un amplio rango de temperaturas.

SEC. 12.7 EXCITADOR DE CLASE B/AB

En lugar de utilizar el acoplo capacitivo para la señal que se aplica a la etapa de salida, podemos emplear una etapa excitadora con acoplo directo. La corriente de colector de salida del excitador fija la corriente de reposo a través de los diodos complementarios.

SEC. 12.8 FUNCIONAMIENTO EN CLASE C

La mayor parte de los amplificadores de clase C son amplificadores de RF sintonizados. El nivel de continua de la señal de entrada se desplaza en sentido negativo, lo que produce los estrechos impulsos de la corriente de colector. El circuito tanque se sintoniza a la frecuencia fundamental, de modo que todos los armónicos se filtran.

SEC. 12.9 FÓRMULAS PARA CLASE C

El ancho de banda de un amplificador de clase C es inversamente proporcional al factor de calidad Q del circuito. La resistencia de colector en alterna incluye la resistencia equivalente paralelo de la bobina y la resistencia de carga.

SEC. 12.10 CARACTERÍSTICAS DE POTENCIA DEL TRANSISTOR

La disipación máxima de potencia de un transistor disminuye cuando la temperatura aumenta. La hoja de características de un transistor especifica un factor de ajuste o una gráfica de la potencia máxima en función de la temperatura. Los disipadores pueden liberar el calor más rápidamente, produciendo una mayor disipación de potencia.

Definiciones

(12.12) Ganancia de potencia:

p_{in} → A_p → p_{out}

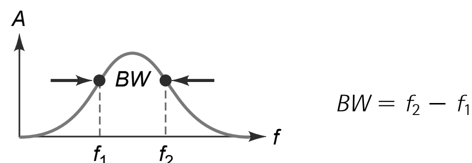
$$A_p = \frac{p_{out}}{p_{in}}$$

(12.18) Rendimiento:

P_{dc} → ETAPA → p_{out}

$$\eta = \frac{p_{out}}{P_{dc}} \times 100\%$$

(12.30) Ancho de banda:



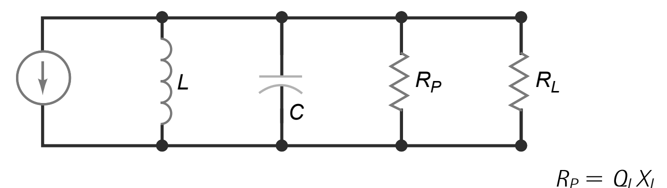
$$BW = f_2 - f_1$$

(12.32) Q de la bobina:

X_L, R_S

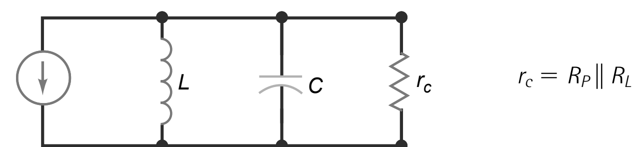
$$Q_L = \frac{X_L}{R_S}$$

(12.33) R equivalente paralelo:



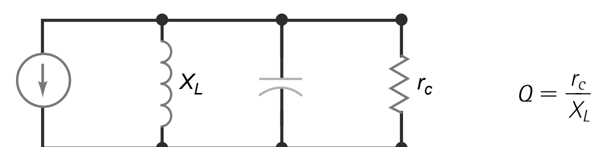
$$R_P = Q_L X_L$$

(12.34) Resistencia de colector en alterna:



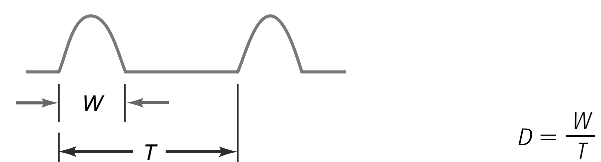
$$r_c = R_P \parallel R_L$$

(12-35) Q del amplificador:



$$Q = \frac{r_c}{X_L}$$

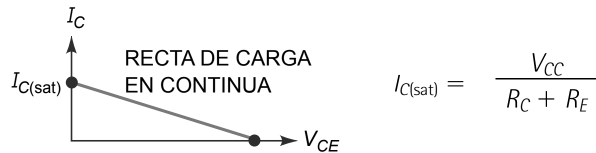
(12.36) Ciclo de trabajo:



$$D = \frac{W}{T}$$

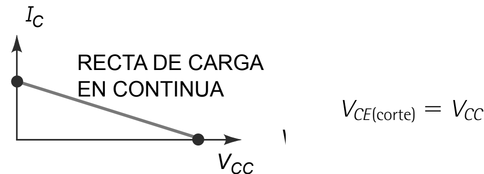
Derivaciones

(12.1) Corriente de saturación:



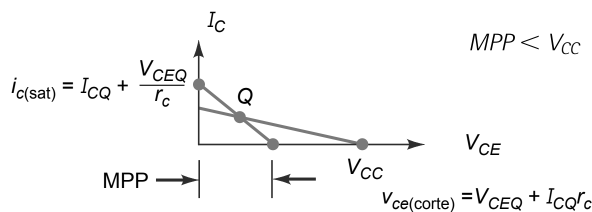
$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

(12.2) Tensión de corte:



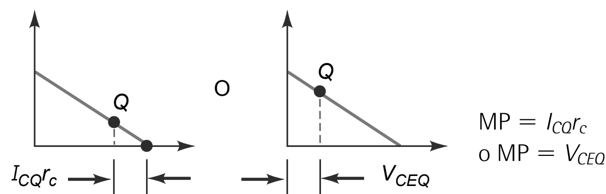
$$V_{CE(corte)} = V_{CC}$$

(12.7) Límite de salida:



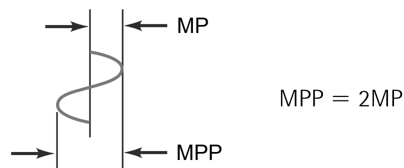
$$MPP < V_{CC}$$

(12.8) Pico máximo:



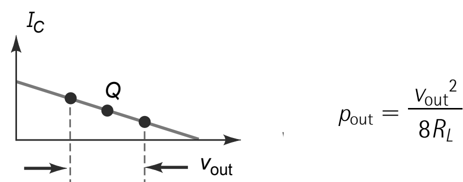
$$MP = I_{CQ}r_c$$
$$\text{o } MP = V_{CEQ}$$

(12.9) Salida máxima de pico a pico:



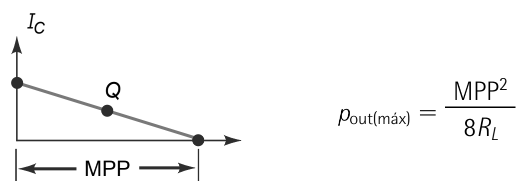
$$MPP = 2MP$$

(12.14) Potencia de salida:



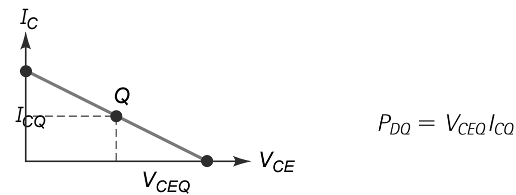
$$p_{out} = \frac{{V_{out}}^2}{8R_L}$$

(12.15) Salida máxima:



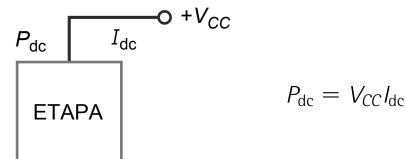
$$p_{out(máx)} = \frac{MPP^2}{8R_L}$$

(12.16) Potencia del transistor:



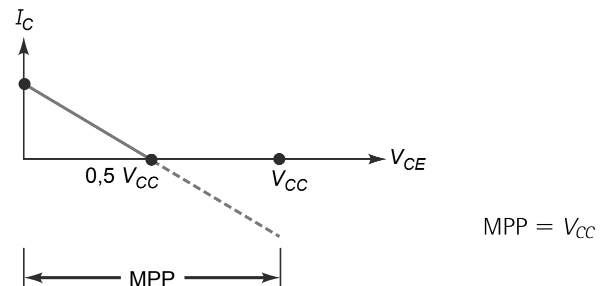
$$P_{DQ} = V_{CEQ}I_{CQ}$$

(12.17) Potencia de entrada en continua:



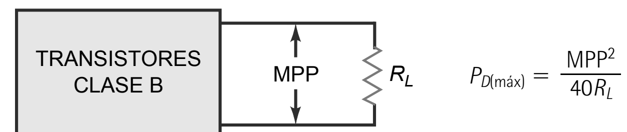
$$P_{dc} = V_{CC}I_{dc}$$

(12.24) Salida máxima en clase B:



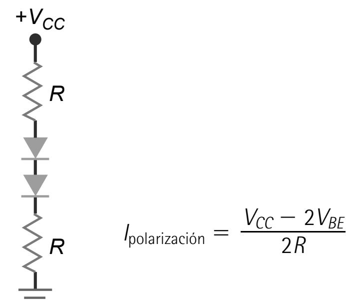
$$MPP = V_{CC}$$

(12-27) Salida del transistor en clase B:



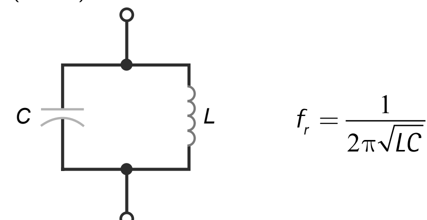
$$P_{D(máx)} = \frac{MPP^2}{40R_L}$$

(12-28) Polarización en clase B:



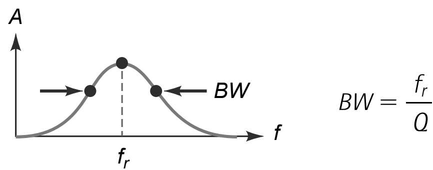
$$I_{polarización} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2R}$$

(12-29) Frecuencia de resonancia:



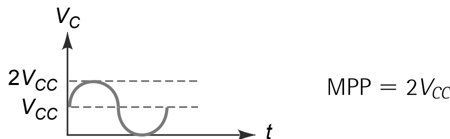
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(12.31) Ancho de banda:



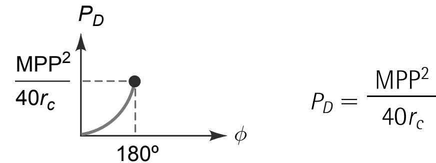
$$BW = \frac{f_r}{Q}$$

(12.38) Salida máxima:



$$MPP = 2V_{CC}$$

(12.39) Disipación de potencia:



$$P_D = \frac{MPP^2}{40r_c}$$

Cuestiones

1. En el funcionamiento en clase B, la corriente de colector fluye durante
a. el ciclo completo
b. la mitad del ciclo
c. menos de un semiciclo
d. menos de un cuarto de ciclo

2. El acoplamiento mediante transformador es un ejemplo de
a. acoplamiento directo
b. acoplamiento de alterna
c. acoplamiento de continua
d. acoplamiento de impedancia

3. Un amplificador de audio opera en el rango de frecuencias de
a. 0 a 20 Hz
b. 20 Hz a 2 kHz
c. 20 a 20 kHz
d. Por encima de 20 kHz

4. Un amplificador de RF sintonizado es
a. de banda estrecha
b. de banda ancha
c. un acoplamiento directo
d. un amplificador de continua

5. La primera etapa de un preamplificador es
a. una etapa de RF sintonizada
b. de gran señal
c. de pequeña señal
d. un amplificador de continua

6. Para obtener la tensión de salida máxima de pico a pico, el punto *Q* debe estar
a. próximo a la saturación
b. próximo al corte
c. en el centro de la recta de carga de continua
d. en el centro de la recta de carga de alterna

7. Un amplificador tiene dos rectas de carga porque
a. tiene resistencias de colector en continua y en alterna
b. tiene dos circuitos equivalentes
c. en continua se comporta de una manera y en alterna de otra
d. Todas las anteriores

8. Cuando el punto *Q* se encuentra en el centro de la recta de carga en alterna, la tensión de salida máxima pico a pico es igual a
a. V_{CEQ}
b. $2V_{CEQ}$
c. I_{CQ}
d. $2I_{CQ}$

9. La conexión *push-pull* se utiliza casi siempre con
a. clase A
b. clase B
c. clase C
d. Todas las anteriores

10. Una ventaja de un amplificador *push-pull* de clase B es que
a. no hay consumo de corriente en reposo
b. el rendimiento máximo es del 78,5 por ciento
c. el rendimiento es mayor que en clase A
d. Todas las anteriores

11. Los amplificadores de clase C casi siempre
a. usan el acoplo mediante transformador entre etapas
b. trabajan a las frecuencias de audio
c. son amplificadores de RF sintonizados
d. son de banda ancha

12. La señal de entrada de un amplificador de clase C
a. se aplica a la base habiendo desplazado en sentido negativo su nivel de continua
b. se amplifica e invierte
c. produce breves impulsos de corriente de colector
d. Todas las anteriores

13. La corriente de colector de un amplificador de clase C
a. es una versión amplificada de la tensión de entrada
b. tiene armónicos
c. tiene su nivel de continua desplazado en sentido negativo
d. fluye durante un semiciclo

14. El ancho de banda de un amplificador de clase C disminuye si
a. la frecuencia de resonancia aumenta
b. *Q* aumenta
c. X_L disminuye
d. la resistencia de carga disminuye

15. La disipación del transistor en un amplificador de clase C disminuye cuando
a. la frecuencia de resonancia aumenta
b. el factor de calidad *Q* de la bobina aumenta

c. la resistencia de carga disminuye
d. la capacidad aumenta

16. La potencia máxima de un transistor puede aumentarse
a. incrementando la temperatura
b. empleando un disipador
c. empleando una curva de ajuste
d. trabajando sin señal de entrada

17. La recta de carga en alterna es la misma que la recta de carga en continua cuando la resistencia de colector en alterna es igual a
a. la resistencia de emisor en continua
b. la resistencia de emisor en alterna
c. la resistencia de colector en continua
d. la tensión de alimentación dividida entre la corriente de colector

18. Si $R_C = 100\ \Omega$ y $R_L = 180\ \Omega$, la resistencia de carga en alterna es igual a
a. 64 Ω
b. 100 Ω
c. 90 Ω
d. 180 Ω

19. La corriente de colector en reposo es la misma que la
a. corriente de colector en continua
b. corriente de colector en alterna
c. corriente total de colector
d. corriente del divisor de tensión

20. La recta de carga en alterna usualmente
a. es igual a la recta de carga en continua
b. tiene menos pendiente que la recta de carga en continua
c. es más inclinada que la recta de carga en continua
d. es horizontal

21. Para un punto *Q* más cercano al corte que a la saturación en la recta de carga en continua de una configuración en emisor común, lo más probable es que el recorte se produzca en el pico
a. positivo de la tensión de entrada
b. negativo de la tensión de entrada
c. negativo de la tensión de salida
d. negativo de la tensión de emisor

22. En un amplificador de clase A, la corriente de colector fluye durante
a. menos de un semiciclo
b. un semiciclo
c. menos de un ciclo completo
d. el ciclo completo

23. En clase A, la señal de salida
a. no resulta recortada
b. resulta recortada en el pico de tensión positivo
c. resulta recortada en el pico de tensión negativo
d. resulta recortada en el pico de corriente negativo

24. El punto de trabajo instantáneo se desplaza a lo largo de
a. la recta de carga en alterna
b. la recta de carga en continua
c. ambas rectas de carga
d. ninguna de las rectas de carga

25. El consumo de corriente de un amplificador es
a. la corriente alterna total del generador
b. la corriente continua total de la fuente de alimentación
c. la ganancia de corriente de la base al colector
d. la ganancia de corriente del colector a la base

26. La ganancia de potencia de un amplificador
a. es igual que la ganancia de tensión
b. es menor que la ganancia de tensión
c. es igual a la potencia de salida dividida entre la potencia de entrada
d. es igual a la potencia en la carga

27. Los disipadores reducen
a. la potencia del transistor
b. la temperatura ambiente
c. la temperatura de la unión
d. la corriente de colector

28. Cuando la temperatura ambiente aumenta, la máxima potencia del transistor
a. disminuye
b. aumenta
c. no varía
d. Ninguna de las anteriores

29. Si la potencia en la carga es de 300 mW y la potencia de continua es de 1,5 W, el rendimiento será
a. 0
b. el 2 por ciento
c. el 3 por ciento
d. el 20 por ciento

30. La recta de carga en alterna de un seguidor de emisor normalmente es
a. la misma que la recta de carga en continua
b. vertical
c. más horizontal que la recta de carga en continua
d. más inclinada que la recta de carga en continua

31. Si un seguidor de emisor tiene $V_{CEO} = 6$ V, $I_{CQ} = 200$ mA y $r_e = 10\ \Omega$, la salida máxima de pico a pico sin recortar es igual a
a. 2 V
b. 4 V
c. 6 V
d. 8 V

32. La resistencia en alterna de los diodos de compensación
a. debe incluirse
b. es muy grande
c. normalmente es lo suficientemente pequeña como para poder ignorarla
d. compensa las variaciones de temperatura

33. Si el punto *Q* se encuentra en el centro de la recta de carga en continua, el primer recorte se producirá en
a. la excursión de la tensión izquierda
b. la excursión de la corriente superior
c. el semiciclo positivo de entrada
d. el semiciclo negativo de entrada

34. El rendimiento máximo de un amplificador *push-pull* de clase B es
a. 25 por ciento
b. 50 por ciento
c. 78,5 por ciento
d. 100 por ciento

35. Una corriente de reposo pequeña es necesaria en un amplificador *push-pull* de clase AB para evitar
a. la distorsión de cruce
b. la destrucción de los diodos de compensación
c. el consumo de corriente excesivo
d. cargar la etapa excitadora

Problemas

SEC. 12.2 DOS RECTAS DE CARGA

12.1 ¿Cuál es la resistencia de colector en continua en el circuito de la Figura 12.38? ¿Cuál es la corriente continua de saturación?

12.2 En el circuito de la Figura 12.38, ¿cuál es la resistencia de colector en alterna? ¿Cuál es la corriente alterna de saturación?

12.3 ¿Cuál es la salida máxima de pico a pico en el circuito de la Figura 12.38?

12.4 En el circuito de la Figura 12.38 se duplica el valor de todas las resistencias. ¿Cuál es la resistencia de colector en alterna?

12.5 En el circuito de la Figura 12.38 se triplica el valor de todas las resistencias. ¿Cuál es la salida máxima de pico a pico?

12.6 ¿Cuál es la resistencia de colector en continua en el circuito de la Figura 12.39? ¿Cuál es la corriente continua de saturación?

12.7 En el circuito de la Figura 12.39, ¿cuál es la resistencia de colector en alterna? ¿Cuál es la corriente alterna de saturación?

12.8 ¿Cuál es la salida máxima de pico a pico en el circuito de la Figura 12.39?

12.9 En el circuito de la Figura 12.39 se duplica el valor de todas las resistencias. ¿Cuál es la resistencia de colector en alterna?

12.10 En el circuito de la Figura 12.39 se triplica el valor de todas las resistencias. ¿Cuál es la salida máxima de pico a pico?

SEC. 12.3 FUNCIONAMIENTO EN CLASE A

12.11 Un amplificador tiene una potencia de entrada de 4 mW y una potencia de salida de 2 W. ¿Cuál es la ganancia de potencia?

12.12 Si un amplificador tiene una tensión de salida pico a pico de 15 V en la resistencia de carga de 1 kΩ, ¿cuál es la ganancia de potencia si la potencia de entrada es igual a 400 μW?

12.13 ¿Cuál es el consumo de corriente en la Figura 12.38?

12.14 ¿Cuál es la potencia continua suministrada al amplificador de la Figura 12.38?

12.15 La señal de entrada de la Figura 12.38 se aumenta hasta que se obtiene en la resistencia de carga la tensión máxima de salida pico a pico. ¿Cuál es el rendimiento?

12.16 ¿Cuál es la disipación de potencia en reposo en el circuito de la Figura 12.38?

12.17 ¿Cuál es el consumo de corriente en la Figura 12.39?

12.18 ¿Cuál es la potencia continua suministrada al amplificador de la Figura 12.39?

12.19 La señal de entrada de la Figura 12.39 se aumenta hasta que se obtiene en la resistencia de carga la tensión máxima de salida pico a pico. ¿Cuál es el rendimiento?

Figura 12.39

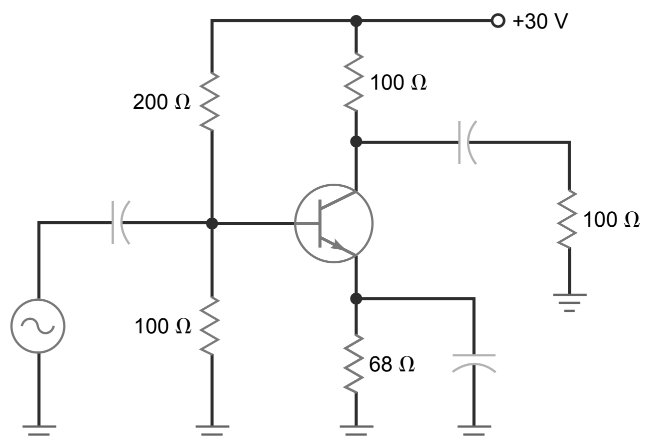


Figura 12.38

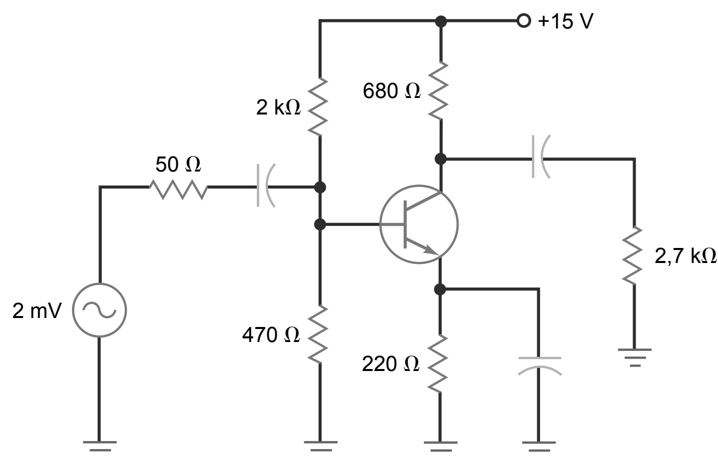


Figura 12.40

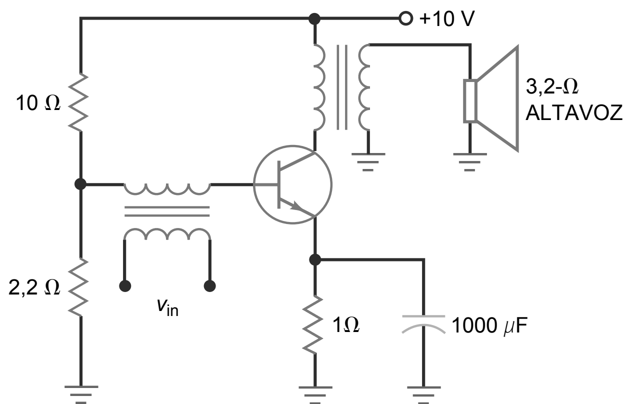
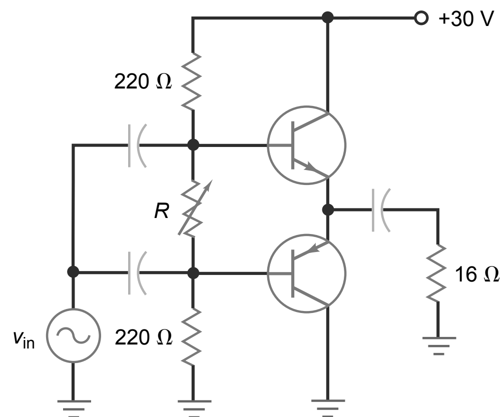


Figura 12.41



12.20 ¿Cuál es la disipación de potencia en reposo en el circuito de la Figura 12.39?

12.21 Si $V_{BE} = 0{,}7$ V en el circuito de la Figura 12.40, ¿cuál es la corriente continua de emisor?

12.22 El altavoz de la Figura 12.40 es equivalente a la resistencia de carga de 3,2 Ω. Si la tensión en el altavoz es de 5 Vpp, ¿cuál es la potencia de salida? ¿Cuál es el rendimiento de la etapa?

SEC. 12.6 POLARIZACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES DE CLASE B/AB

12.23 La recta de carga en alterna de un seguidor de emisor *push-pull* de clase B tiene una tensión de corte de 12 V. ¿Cuál es la tensión máxima de pico a pico?

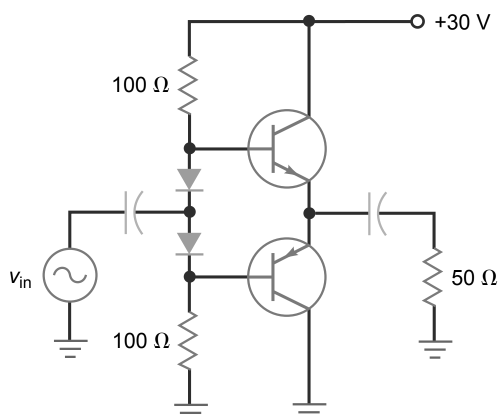
12.24 ¿Cuál es la máxima disipación de potencia de cada uno de los transistores del circuito de la Figura 12.41?

12.25 ¿Cuál es la potencia máxima de salida en el circuito de la Figura 12.41?

12.26 ¿Cuál es la corriente de colector en reposo en el circuito de la Figura 12.42?

12.27 En el circuito de la Figura 12.42, ¿cuál es el rendimiento máximo del amplificador?

Figura 12.42



12.28 Si el valor de las resistencias de polarización de la Figura 12.42 se cambian a 1 kΩ, ¿cuál es la corriente de colector en reposo? ¿Y el rendimiento del amplificador?

SEC. 12.7 EXCITADORES DE CLASE B/AB

12.29 ¿Cuál es la potencia máxima de salida en el circuito de la Figura 12.43?

12.30 En el circuito de la Figura 12.43, ¿cuál es la ganancia de tensión de la primera etapa si $\beta = 200$?

12.31 Si Q_3 y Q_4 tienen ganancias de corriente de 200 en el circuito de la Figura 12.43, ¿cuál es la ganancia de tensión de la segunda etapa?

12.32 ¿Cuál es la corriente de colector en reposo en el circuito de la Figura 12.43?

12.33 ¿Cuál es la ganancia de tensión total del amplificador de tres etapas de la Figura 12.43?

SEC. 12.8 FUNCIONAMIENTO EN CLASE C

12.34 Si la tensión de entrada es igual a 5 V rms en el circuito de la Figura 12.44, ¿cuál es la tensión de entrada pico a pico? Si se mide la tensión continua entre la base y tierra, ¿qué marcará el voltímetro?

12.35 ¿Cuál es la frecuencia de resonancia en el circuito de la Figura 12.44?

12.36 Si en el circuito de la Figura 12.44 se duplica la inductancia, ¿cuál será la frecuencia de resonancia? ?

12.37 ¿Cuál es la frecuencia de resonancia en el circuito de la Figura 12.44 si el valor del condensador se cambia a 100 pF?

SEC. 12.9 FÓRMULAS PARA CLASE C

12.38 Si el amplificador de clase C de la Figura 12.44 tiene una potencia de salida de 11 mW y una potencia de entrada de 50 μW, ¿cuál es la ganancia de potencia?

12.39 ¿Cuál es la potencia de salida en el circuito de la Figura 12.44 si la tensión de salida es de 50 V pp?

12.40 ¿Cuál es la potencia máxima de salida en alterna en el circuito de la Figura 12.44?

Figura 12.43

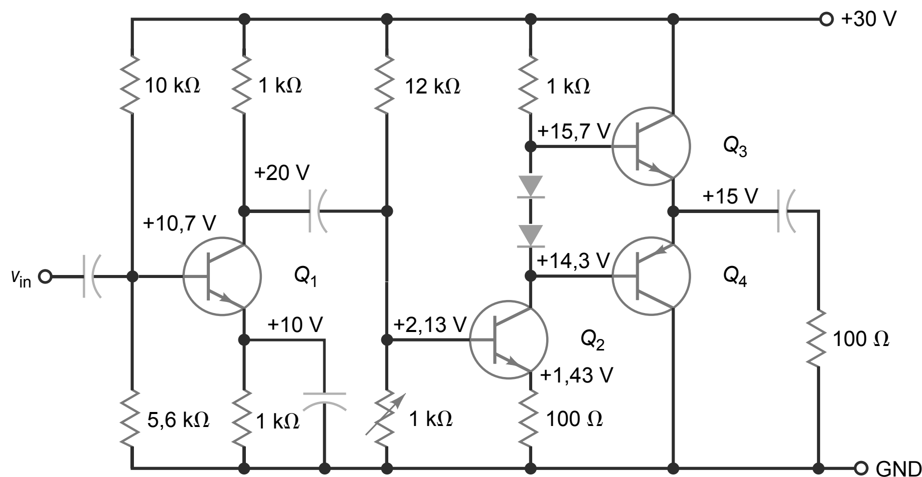
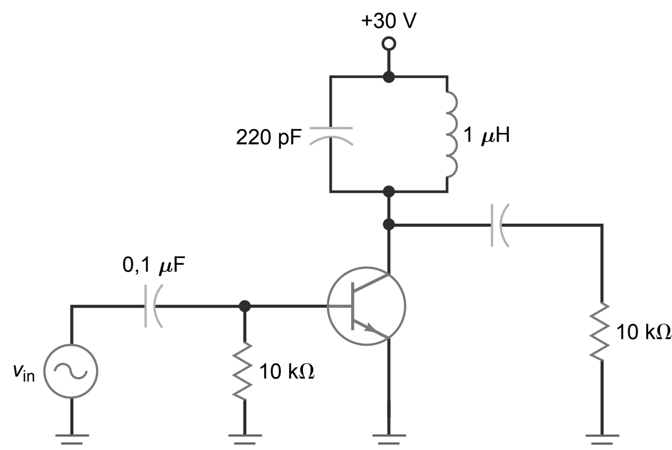


Figura 12.44



12.41 Si el consumo de corriente en el circuito de la Figura 12.44 es de 0,5 mA, ¿cuál será la potencia de entrada en continua?

12.42 ¿Cuál es el rendimiento del circuito de la Figura 12.44 si el consumo de corriente es 0,4 mA y la tensión de salida es igual a 30 V pp?

12.43 Si el factor de calidad Q de la bobina es 125 en el circuito de la Figura 12.44, ¿cuál es el ancho de banda del amplificador?

12.44 ¿Cuál es la disipación de potencia del transistor en el caso peor en el circuito de la Figura 12.44 ($Q = 125$)?

SEC. 12.10 CARACTERÍSTICAS DE POTENCIA DEL TRANSISTOR

12.45 En la Figura 12.44 se utiliza un 2N3904. Si el circuito tiene que trabajar en un rango de temperaturas ambiente comprendido entre 0 y 100°C, ¿cuál es la potencia máxima del transistor en el caso peor?

12.46 Un transistor tiene la curva de ajuste mostrada en la Figura 12.34. ¿Cuál es la potencia máxima para una temperatura ambiente de 100°C?

12.47 La hoja de características de un 2N3055 especifica una potencia máxima de 115 W para una temperatura de encapsulado de 25°C. Si el factor de ajuste es 0,657 W/°C, ¿cuál es la potencia $P_{D(máx)}$ cuando la temperatura del encapsulado es 90°C?

Pensamiento crítico

12.48 La salida de un amplificador es una onda cuadrada siendo la entrada una onda sinusoidal. ¿Puede explicar por qué esto es así?

12.49 Un transistor de potencia como el de la Figura 12.36 se utiliza en un amplificador. Alguien le dice que puesto que el encapsulado está conectado a tierra, es seguro tocar el encapsulado. ¿Que piensa sobre esto?

12.50 Se encuentra en una librería y lee lo siguiente en un libro de electrónica: "Algunos amplificadores de potencia pueden tener un rendimiento del 125 por ciento". ¿Compraría el libro? Explique su respuesta.

12.51 Normalmente, la recta de carga en alterna es más vertical que la recta de carga en continua. Un par de compañeros de clase dicen que están dispuestos a apostar que son capaces de dibujar un circuito cuya recta de carga en alterna sea menos vertical que la recta de carga en continua. ¿Aceptaría la apuesta? Explique su respuesta.

12.52 Dibuje las rectas de carga en alterna y en continua para el circuito de la Figura 12.38.

Análisis de arriba-abajo

En la Figura 12.45, P_L es la potencia de salida en la resistencia de carga y P_S es la potencia de entrada de la fuente de alimentación.

12.53 Prediga la respuesta de las variables dependientes a un ligero incremento de V_{CC}. Utilice la tabla para anotar sus predicciones.

12.54 Repita el Problema 12.53 para un ligero incremento de R_1.

12.55 Repita el Problema 12.53 para un ligero incremento de R_2.

12.56 Repita el Problema 12.53 para un ligero incremento de R_E.

12.57 Repita el Problema 12.53 para un ligero incremento de R_C.

12.58 Repita el Problema 12.53 para un ligero incremento de V_G.

12.59 Repita el Problema 12.53 para un ligero incremento de R_G.

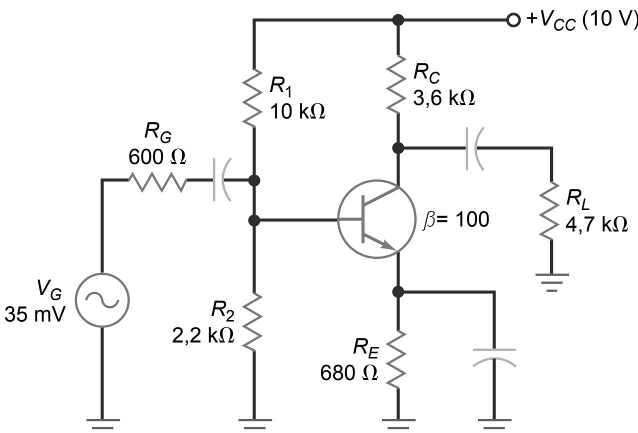
12.60 Repita el Problema 12.53 para un ligero incremento de R_L.

12.61 Repita el Problema 12.53 para un ligero incremento de β.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dígame las tres posibles clases de funcionamiento del amplificador. Ilustre estas clases dibujando las formas de onda de la corriente de colector.
2. Dibuje esquemáticos resumidos que muestren los tres tipos de acoplamiento utilizados entre las etapas de un amplificador.
3. Dibuje un amplificador con polarización mediante divisor de tensión. A continuación, dibuje sus rectas de carga en continua y en alterna. Suponga que el punto *Q* está centrado en la recta de carga en alterna, ¿cuál será la corriente de saturación en alterna? ¿Y la tensión de corte en alterna? ¿Y la salida máxima de pico a pico?
4. Dibuje el circuito de un amplificador de dos etapas y dígame cómo calcular el consumo total de corriente en la alimentación.
5. Dibuje un amplificador sintonizado de clase C. Dígame cómo calcular la frecuencia de resonancia y qué ocurre con la señal de alterna en la base. Explíqueme cómo es posible que los breves impulsos de la corriente de colector produzcan una tensión sinusoidal en el circuito tanque resonante.
6. ¿Cuál es la aplicación más común de un amplificador de clase C? ¿Podría este tipo de amplificador utilizarse en una aplicación de audio? Si su respuesta es negativa explique por qué.
7. Explique el propósito de los disipadores y por qué se coloca una espuma aislante entre el transistor y el disipador.
8. ¿Cuál es el significado del ciclo de trabajo? ¿Cómo se relaciona con la potencia suministrada por la fuente?
9. Defina *Q*.

Figura 12.45



Análisis de arriba-abajo

Ligero incremento	P_L	P_D	P_S	MPP	η
V_{CC}					
R_1					
R_2					
R_E					
R_C					
V_G					
R_G					
R_L					
β					

10. ¿Qué clase de funcionamiento del amplificador es más eficiente? ¿Por qué?
11. Ha pedido un transistor de sustitución y un disipador. La caja en el que le entregan el disipador contiene también una sustancia blanca, ¿qué es?
12. Comparando un amplificador de clase A con otro de clase C, ¿cuál presenta la mayor fidelidad? ¿Por qué?
13. ¿Qué tipo de amplificador se utiliza sólo cuando se desea amplificar un rango de frecuencias pequeño?
14. ¿Con qué otros tipos de amplificador está familiarizado?

Respuestas al autotest

1. b
2. b
3. c
4. a
5. c
6. d
7. d
8. b
9. b
10. d
11. c
12. d
13. b
14. b
15. b
16. b
17. c
18. a
19. a
20. c
21. b
22. d
23. a
24. a
25. b
26. c
27. c
28. a
29. d
30. d
31. b
32. c
33. d
34. c
35. a

Respuestas a los problemas prácticos

12.1 $I_{CQ} = 100$ mA; $V_{CEQ} = 15$ V

12.2 $i_{c(sat)} = 350$ mA; $V_{CE(corte)} = 21$ V; MPP = 12 V

12.3 $Ap = 1122$

12.5 $R = 200\ \Omega$

12.6 $I_{CQ} = 331$ mA; $V_{CEQ} = 6{,}7$ V; $r_e = 8\ \Omega$

12.7 MPP = 5,3 V

12.8 $P_{D(máx)} = 2{,}8$ W; $P_{out(máx)} = 14$ W

12.9 Rendimiento = 63%

12.10 Rendimiento = 78%

12.11 $f_r = 4{,}76$ MHz; $V_{out} = 24$ V pp

12.13 $P_D = 16{,}6$ mW

12.14 $P_{D(máx)} = 425$ mW

Capítulo 13

JFET

El transistor de unión bipolar (BJT, *bipolar junction transistor*) está basado en dos tipos de carga: los electrones libres y los huecos; razón por la que se denomina *bipolar:* el prefijo *bi* quiere decir "dos". Este capítulo aborda otro tipo de transistor: el **FET (*field-effect transistor, transistor de efecto de campo*)**. Este tipo de dispositivo es *unipolar* porque su operación sólo depende de un tipo de carga, electrones libres o huecos. En otras palabras, un FET tiene portadores mayoritarios pero no portadores minoritarios.

En la mayor parte de las aplicaciones lineales, el BJT es el dispositivo preferido. Pero existen algunas aplicaciones lineales en las que el FET se adapta mejor a causa de su alta impedancia de entrada y otras propiedades. Además, el FET es el dispositivo preferido para la mayoría de las aplicaciones de conmutación. ¿Por qué? Porque en un FET no existen los portadores minoritarios. En consecuencia, puede cortarse más rápidamente, ya que no hay carga almacenada que tenga que ser eliminada del área de la unión.

Existen dos clases de transistores unipolares: el JFET y el MOSFET. Este capítulo se ocupa del *JFET* (*junction field-effect transistor*) y sus aplicaciones. En el Capítulo 14, veremos el *MOSFET* (*metal-oxide semiconductor FET*) y sus aplicaciones.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Describir la construcción básica de un JFET.
- Dibujar los diagramas que muestran las configuraciones de polarización más comunes.
- Identificar y describir las regiones significativas de las curvas de drenador y de transconductancia del JFET.
- Calcular la tensión de estrangulamiento proporcional y determinar en qué región está trabajando un JFET.
- Determinar el punto de trabajo en continua utilizando las soluciones ideal y gráfica.
- Determinar la transconductancia y emplearla para calcular la ganancia de los amplificadores JFET.
- Describir varias de las aplicaciones del JFET, incluyendo los conmutadores, las resistencias variables y los troceadores.
- Comprobar el buen funcionamiento de los JFET.

Contenido del capítulo

Vocabulario

amplificador en fuente común
autopolarización
canal
conmutador paralelo
conmutador serie
control automático de ganancia (CAG)
curva de transconductancia
dispositivo controlado por tensión
drenador
efecto de campo
FET (*field-effect transistor*)
fuente
polarización con fuente de corriente
polarización de puerta
polarización mediante divisor de tensión
puerta
región óhmica
seguidor de fuente
tensión de corte puerta-fuente
tensión de estrangulamiento
transconductancia
troceador

13.1 Ideas básicas

La Figura 13.1*a* muestra un fragmento de un semiconductor de tipo *n*. El extremo inferior es la **fuente** y el extremo superior se denomina **drenador**. La fuente de alimentación V_{DD} fuerza a que los electrones libres fluyan desde la fuente hacia el drenador. Para fabricar un JFET, el fabricante difunde dos áreas de semiconductor de tipo *p* en el semiconductor de tipo *n*, como se muestra en la Figura 13.1*b*. Estas regiones *p* están conectadas internamente para conseguir un sólo *terminal* externo de **puerta**.

INFORMACIÓN ÚTIL

En general, los JFET son más estables con la temperatura que los transistores bipolares. Además, normalmente, los JFET son mucho más pequeños que los bipolares. Esta diferencia de tamaño les hace especialmente aptos para utilizarlos en circuitos integrados, donde el tamaño de cada componente es crítico.

Efecto de campo

La Figura 13.2 muestra las tensiones normales de polarización de un JFET. La tensión de alimentación de drenador es positiva y la tensión de alimentación de puerta es negativa. El término **efecto de campo** está relacionado con las zonas de deplexión alrededor de cada una de las regiones *p*. Estas zonas de deplexión existen porque los electrones libres se difunden desde las regiones *n* a las regiones *p*. La recombinación de los electrones libres y los huecos crea las zonas de deplexión (las áreas sombreadas más oscuras en la figura).

Polarización inversa de puerta

En la Figura 13.2, la puerta de tipo *p* y la fuente de tipo *n* forman el diodo puerta-fuente. En un JFET, el diodo puerta-fuente siempre se *polariza en inversa.* Debido a la polarización inversa, la corriente de puerta I_G es aproximadamente cero, lo que equivale a decir que el JFET presenta una resistencia de entrada casi infinita.

Un JFET típico tiene una resistencia de entrada de cientos de megaohmios. Ésta es la gran ventaja que un JFET tiene sobre un transistor bipolar y es por lo que constituye una excelente solución para las aplicaciones en las que se requiere una alta impedancia de entrada. Una de las aplicaciones más importantes del JFET es el *seguidor de fuente,* un circuito parecido al seguidor de emisor, excepto en que la impedancia de entrada es de cientos de megaohmios para frecuencias bajas.

La tensión de puerta controla la corriente de drenador

En la Figura 13.2, los electrones que fluyen desde la fuente al drenador tienen que atravesar el estrecho **canal** que hay entre las zonas de deplexión. Cuando la tensión de puerta se hace más negativa, las zonas de deplexión se expanden y el canal de conducción se hace más estrecho. Cuanto más negativa sea la tensión de puerta, menor será la corriente entre la fuente y el drenador.

El JFET es un **dispositivo controlado por tensión** porque una tensión de entrada controla una corriente de salida. En un JFET, la tensión puerta-fuente V_{GS} determina la cantidad de corriente que fluye entre la fuente y el drenador. Si V_{GS} es cero, la corriente máxima de drenador circula a través del JFET. Por esto, se dice que el JFET es

Figura 13.1 (*a*) Parte de un JFET. (*b*) JFET de una sola puerta.

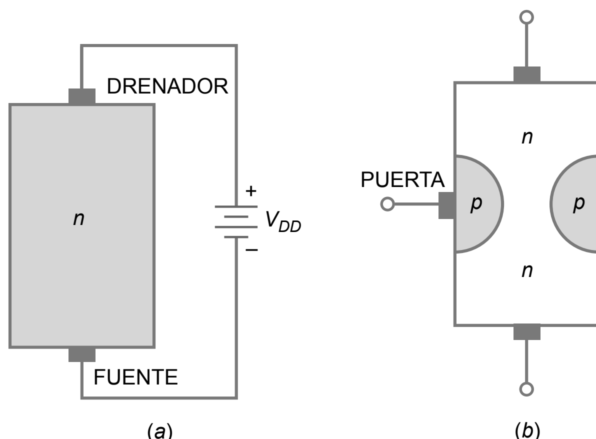
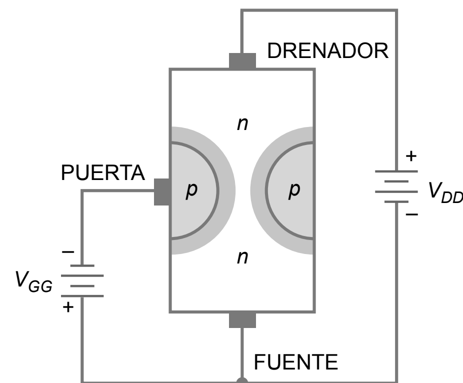


Figura 13.2 Polarización normal del JFET.



un dispositivo normalmente en conducción. Por el contrario, si V_{GS} es lo suficiente negativa, las zonas de deplexión se tocarán y la corriente de drenador se cortará.

INFORMACIÓN ÚTIL

Realmente, las zonas de deplexión son más anchas cerca de la parte superior de las zonas de material tipo *p* y más estrechas en la parte inferior. La razón de esta variación de la anchura puede entenderse viendo que la corriente de drenador I_D producirá una caída de tensión a lo largo de la longitud del canal. Con respecto a la fuente, una tensión más positiva aparece a medida que se asciende por el canal hacia el drenador. Dado que la anchura de una zona de deplexión es proporcional a la cantidad de tensión de polarización inversa, la zona de deplexión de la unión *pn* debe ser más ancha en el parte superior, donde la cantidad de polarización inversa es mayor.

Símbolo esquemático

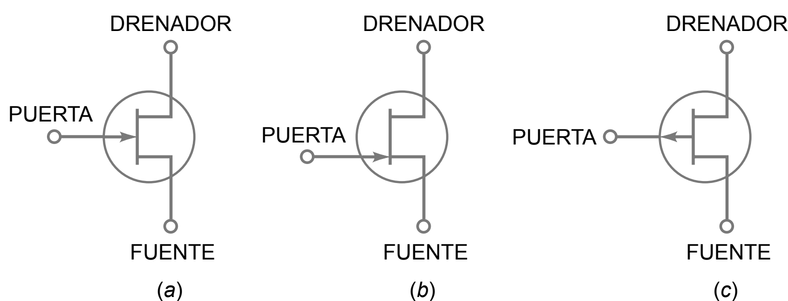
El JFET de la Figura 13.2 es un *JFET de canal n* porque el canal entre la fuente y el drenador es un semiconductor de tipo *n*. La Figura 13.3*a* muestra el símbolo esquemático de un JFET de canal *n*. En muchas aplicaciones de baja frecuencia, la fuente y el drenador son intercambiables porque se puede emplear cualquier extremo como la fuente y el otro como el drenador.

Los terminales de fuente y de drenador no son intercambiables a altas frecuencias. Los fabricantes casi siempre minimizan la capacidad interna en el lado del drenador del JFET . En otras palabras, la capacidad entre la puerta y el drenador es más pequeña que la capacidad entre la puerta y la fuente. En un capítulo posterior estudiaremos en detalle estas capacidades internas y sus efectos en el funcionamiento de un circuito.

La Figura 13.3*b* muestra un símbolo alternativo para un JFETde canal *n*. Muchos ingenieros y técnicos prefieren este símbolo con la puerta desplazada, la cual apunta a la fuente del dispositivo, constituyendo una ventaja importante en circuitos multietapa complicados.

También existe un JFET de canal *p*. El símbolo esquemático de un JFET de canal *p*, mostrado en la Figura 13.3 *c*, es similar al del JFET de canal *n*, excepto en que la flecha de la puerta apunta en la dirección contraria. El funcionamiento de un JFET de canal *p* es complementario; es decir, todas las tensiones y corrientes están invertidas. Para polarizar en inversa un JFET de canal *p*, la puerta tiene que ser positiva respecto a la fuente. Por tanto, V_{GS} se hace positiva.

Figura 13.3 (*a*) Símbolo esquemático. (*b*) Símbolo con la puerta desplazada. (*c*) Símbolo para canal *p*.



Ejemplo 13.1

Un JFET 2N5486 tiene una corriente de puerta de 1 nA cuando la tensión inversa de puerta es 20 V. ¿Cuál es la resistencia de entrada de este JFET?

SOLUCIÓN Utilizando la ley de Ohm, obtenemos:

$$R_{in} = \frac{20 \text{ V}}{1 \text{ nA}} = 20.000 \text{ M}\Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.1 En el Ejemplo 13.1, calcule la resistencia de entrada si la corriente de puerta del JFET es de 2 nA.

13.2 Curvas de drenador

La Figura 13.4*a* muestra un JFET con las tensiones de polarización normales. En este circuito, la tensión puerta-fuente V_{GS} es igual a la tensión de alimentación de puerta V_{GG}, y la tensión drenador-fuente V_{DS} es igual a la tensión de alimentación de drenador V_{DD}.

INFORMACIÓN ÚTIL

La tensión de estrangulamiento V_P es el punto por encima del cual incrementos de V_{DS} dan a lugar a un aumento proporcional de la resistencia del canal. Esto significa que si la resistencia del canal está aumentando en proporción directa a V_{DS} por encima de V_P, I_D debe mantenerse constante por encima de V_P.

Corriente máxima de drenador

Si cortocircuitamos la fuente de puerta, como se muestra en la Figura 13.4*b*, obtendremos la corriente máxima de drenador porque $V_{GS} = 0$. La Figura 13.4*c* muestra la gráfica de la corriente de drenador I_D en función de la tensión drenador-fuente V_{DS} cuando la puerta está cortocircuitada. Observe que la corriente de drenador aumenta rápidamente y que se hace casi horizontal cuando V_{DS} es mayor que V_P.

¿Por qué la corriente de drenador se hace casi constante? Cuando V_{DS} aumenta, las zonas de deplexión se expanden. Cuando $V_{DS} = V_P$, las zonas de deplexión están casi en contacto y por tanto el estrecho canal de conducción se estrangula impidiendo que la corriente siga aumentando. Por ello, la corriente tiene un límite superior igual a I_{DSS}.

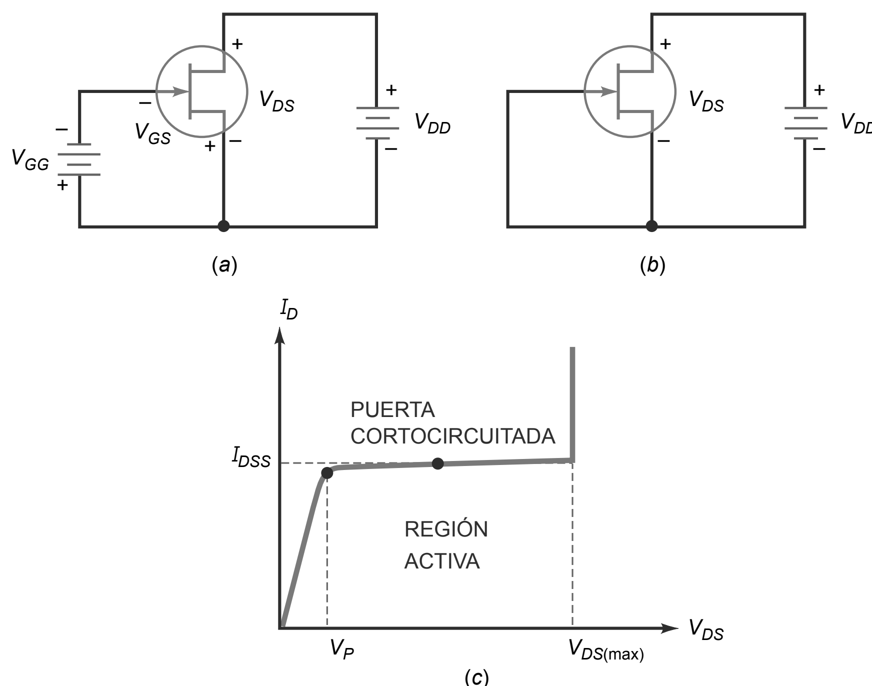
La región activa de un JFET se encuentra entre V_P y $V_{DS(\text{máx})}$. La tensión mínima V_P se denomina **tensión de estrangulamiento,** y la tensión máxima es $V_{DS(\text{máx})}$ y se denomina *tensión de disrupción.* Entre el estrangulamiento y la disrupción, el JFET se comporta como una fuente de corriente de valor aproximadamente igual a I_{DSS} cuando $V_{GS} = 0$.

I_{DSS} es la corriente entre el drenador y la fuente cuando la puerta está cortocircuitada. Es la corriente máxima de drenador que el JFET puede generar. La hoja de características de cualquier JFET especifica el valor de I_{DSS}, que es uno de los parámetros más importantes de un JFET, y que deberá consultar siempre porque es el límite superior de la corriente del JFET.

La región óhmica

En la Figura 13.5, la tensión de estrangulamiento separa las dos regiones principales de funcionamiento del JFET. La región casi horizontal es la región activa. La parte casi vertical de la curva de drenador por debajo del punto de estrangulamiento es la **región óhmica**.

Figura 13.4 (*a*) Polarización normal. (*b*) Tensión de puerta cero. (*c*) Corriente de drenador con la puerta cortocircuitada.



Cuando trabaja en la región óhmica, un JFET es equivalente a una resistencia cuyo valor es aproximadamente:

$$\boldsymbol{R_{DS} = \frac{V_P}{I_{DSS}}} \tag{13.1}$$

R_{DS} es la *resistencia óhmica del JFET*. En la Figura 13.5, $V_P = 4$ V e $I_{DSS} = 10$ mA. Por tanto, la resistencia óhmica es:

$$R_{DS} = \frac{4\text{ V}}{10\text{ mA}} = 400\ \Omega$$

Si el JFET está operando en cualquier punto dentro de la región óhmica, tendrá una resistencia óhmica de 400 Ω.

Tensión de corte de puerta

La Figura 13.5 muestra las curvas de drenador de un JFET con una I_{DSS} de 10 mA. La curva superior siempre es para $V_{GS} = 0$, la condición de puerta cortocircuitada. En este ejemplo, la tensión de estrangulamiento es 4 V y la tensión de disrupción es 30 V. La siguiente curva hacia abajo es para $V_{GS} = -1$ V, la siguiente para $V_{GS} = -2$ V, etc. Como puede ver, cuanto más negativa es la tensión puerta-fuente, menor es la corriente de drenador.

La curva inferior es importante. Observe que una tensión V_{GS} de -4 V reduce la corriente de drenador a prácticamente cero. Esta tensión se denomina **tensión de corte puerta-fuente** y se simboliza mediante $V_{GS(\text{off})}$ en las hojas de características. Para esta tensión de corte, las zonas de deplexión se tocan. De hecho, el canal de conducción desaparece. Por esta razón, la corriente de drenador es aproximadamente cero.

En la Figura 13.5, observe que

$$V_{GS(\text{off})} = -4\text{ V} \qquad \text{y} \qquad V_P = 4\text{ V}$$

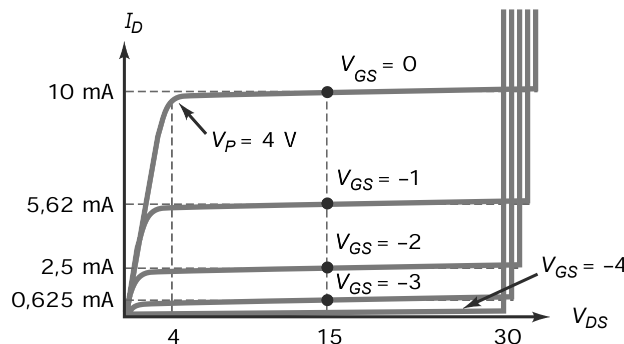
Esto no es una coincidencia. Las dos tensiones tienen siempre el mismo módulo porque son los valores para los que las zonas de deplexión se tocan o casi se tocan. Las hojas de características pueden especificar cualquiera de estas magnitudes, ya que se supone que el lector sabe que la otra tiene el mismo módulo. Expresado esto como ecuación:

$$\boldsymbol{V_{GS(\text{off})} = -V_P} \tag{13.2}$$

INFORMACIÓN ÚTIL

A menudo se produce cierta confusión en los libros de texto y en las hojas de características de los fabricantes respecto a los términos *corte* y *estrangulamiento*. $V_{GS(\text{off})}$ es el valor de V_{GS} que estrangula por completo el canal, reduciendo en consecuencia la corriente de drenador a cero. Por el contrario, la tensión de estrangulamiento es el valor de V_{DS} al que I_D se equilibra con $V_{GS} = 0$ V.

Figura 13.5 Curvas de drenador.



Ejemplo 13.2

Un MPF4857 tiene $V_P = 6$ V $I_{DSS} = 100$ mA. ¿Cuál es la resistencia óhmica? ¿Y la tensión de corte puerta-fuente?

SOLUCIÓN La resistencia óhmica es:

$$R_{DS} = \frac{6\text{ V}}{100\text{ mA}} = 60\ \Omega$$

Puesto que la tensión de estrangulamiento es 6 V, la tensión de corte puerta-fuente es:

$$V_{GS(\text{off})} = -6\text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.2 Un 2N5484 tiene $V_{GS(\text{off})} = -3{,}0$ V e $I_{DSS} = 5$ mA. Hallar su resistencia óhmica y los valores de V_p.

13.3 Curva de transconductancia

La **curva de transconductancia** de un JFET es la gráfica de I_D en función de V_{GS}. A partir de los valores de I_D y V_{GS} de cada una de las curvas de drenador de la Figura 13.5, podemos dibujar la curva mostrada en la Figura 13.6*a*. Observe que la curva no es lineal porque la corriente aumenta rápidamente cuando V_{GS} se aproxima a cero.

INFORMACIÓN ÚTIL

La curva de transconductancia de un JFET no se ve afectada por el circuito ni por la configuración en que utilice el JFET.

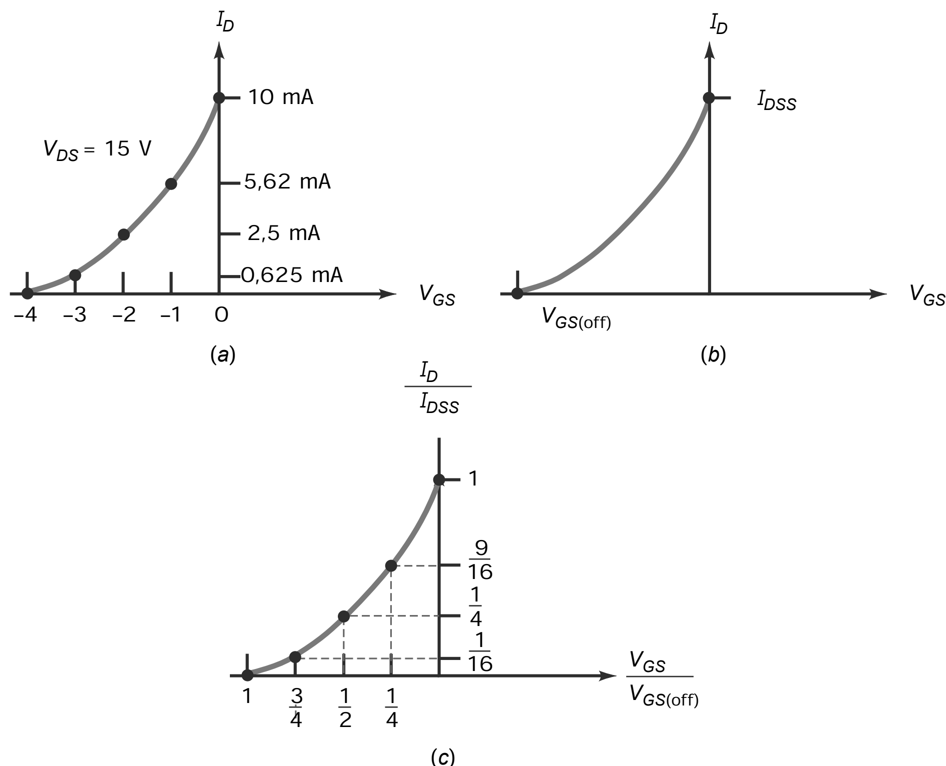
Cualquier JFET tiene una curva de transconductancia como la mostrada en la Figura 13.6*b*. Los puntos extremos de la curva son $V_{GS(\text{off})}$ e I_{DSS}. La ecuación de esta gráfica es:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right)^2 \qquad (13.3)$$

Debido al término elevado al cuadrado de esta ecuación, a menudo los JFET se denominan *dispositivos de ley cuadrática.* Este término da lugar a la curva no lineal mostrada en la Figura 13.6*b*.

La Figura 13.6*c* muestra una *curva de transconductancia normalizada. Normalizada* significa que se representan gráficamente relaciones como I_D/I_{DSS} y $V_{GS}/V_{GS(\text{off})}$.

Figura 13.6 Curva de transconductancia.



En la Figura 13.6*c*, el punto de corte mitad

$$\frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}} = \frac{1}{2}$$

produce una corriente normalizada de:

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{1}{4}$$

Dicho con palabras: cuando la tensión de puerta es la mitad de la tensión de corte, la corriente de drenador es igual a un cuarto de la corriente máxima.

Ejemplo 13.3

Un 2N5668 tiene $V_{GS(\text{off})} = -4$ V e $I_{DSS} = 5$ mA. ¿Cuál es la tensión de puerta y la corriente de drenador en el punto de corte mitad?

SOLUCIÓN En el punto de corte mitad:

$$V_{GS} = \frac{-4\text{ V}}{2} = -2\text{ V}$$

y la corriente de drenador es:

$$I_D = \frac{5\text{ mA}}{4} = 1.25\text{ mA}$$

Ejemplo 13.4

Un 2N5459 tiene $V_{GS(\text{off})} = -8$ V e $I_{DSS} = 16$ mA. ¿Cuál es la corriente de drenador en el punto de corte mitad?

SOLUCIÓN La corriente de drenador es igual a un cuarto de la corriente máxima, es decir:

$$I_D = 4\text{ mA}$$

La tensión puerta-fuente que produce esta corriente es -4 V, la mitad de la tensión de corte.

PROBLEMA PRÁCTICO 13.4 Repita el Ejemplo 13.4 usando un JFET con $V_{GS(\text{off})} = -6$ V e $I_{DSS} = 12$ mA.

13.4 Polarización en la región óhmica

El JFET puede polarizarse en la región óhmica o en la región activa. Cuando está polarizado en la región óhmica, el JFET es equivalente a una resistencia. Cuando está polarizado en la región activa, el JFET se comporta como una fuente de corriente. En esta sección, vamos a ver la polarización de puerta, el método empleado para polarizar un JFET en la región óhmica.

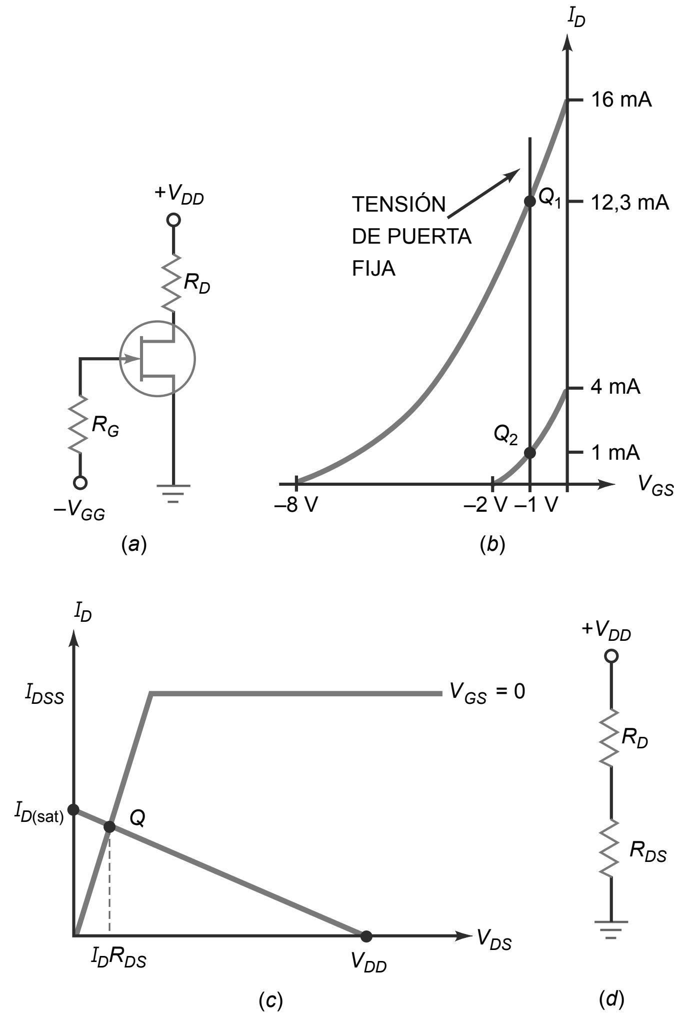
Polarización de puerta

La Figura 13.7*a* muestra un circuito de **polarización de puerta**. Se aplica una tensión de puerta negativa de $-V_{GG}$ a la puerta a través de la resistencia de polarización R_G, lo que produce una corriente de drenador que es menor que I_{DSS}. Cuando la corriente de drenador fluye a través de R_D, se fija una tensión de drenador de:

$$\boldsymbol{V_D = V_{DD} - I_D R_D} \tag{13.4}$$

La polarización de puerta es el peor método para polarizar un JFET en la región activa, ya que el punto *Q* es muy inestable.

Figura 13.7 (*a*) Polarización de puerta. (*b*) Punto *Q* inestable en la región activa. (*c*) Polarización en la región óhmica. (*d*) El JFET es equivalente a una resistencia.



Por ejemplo, un 2N5459 tiene los siguientes intervalos de variación entre el mínimo y el máximo: I_{DSS} varía entre 4 y 16 mA y $V_{GS(\text{off})}$ varía entre -2 y -8 V. La Figura 13.7*b* muestra las curvas de transconductancia mínima y máxima. Si se utiliza una polarización de puerta de -1 V con este JFET, obtenemos los puntos *Q* mínimo y máximo mostrados. Q_1 tiene una corriente de drenador de 12,3 mA y Q_2 tiene una corriente de drenador de sólo 1 mA.

Saturación fuerte

Aunque no es adecuada para la polarización en la región activa, la polarización de puerta es perfecta para configurar la polarización en la región óhmica, ya que la estabilidad del punto *Q* no es importante. La Figura 13.7*c* muestra cómo polarizar un JFET en la región óhmica. El extremo superior de la recta de carga en continua tiene una corriente de saturación de drenador de:

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

Para garantizar que un JFET está polarizado en la región óhmica, todo lo que tenemos que hacer es $V_{GS} = 0$ y:

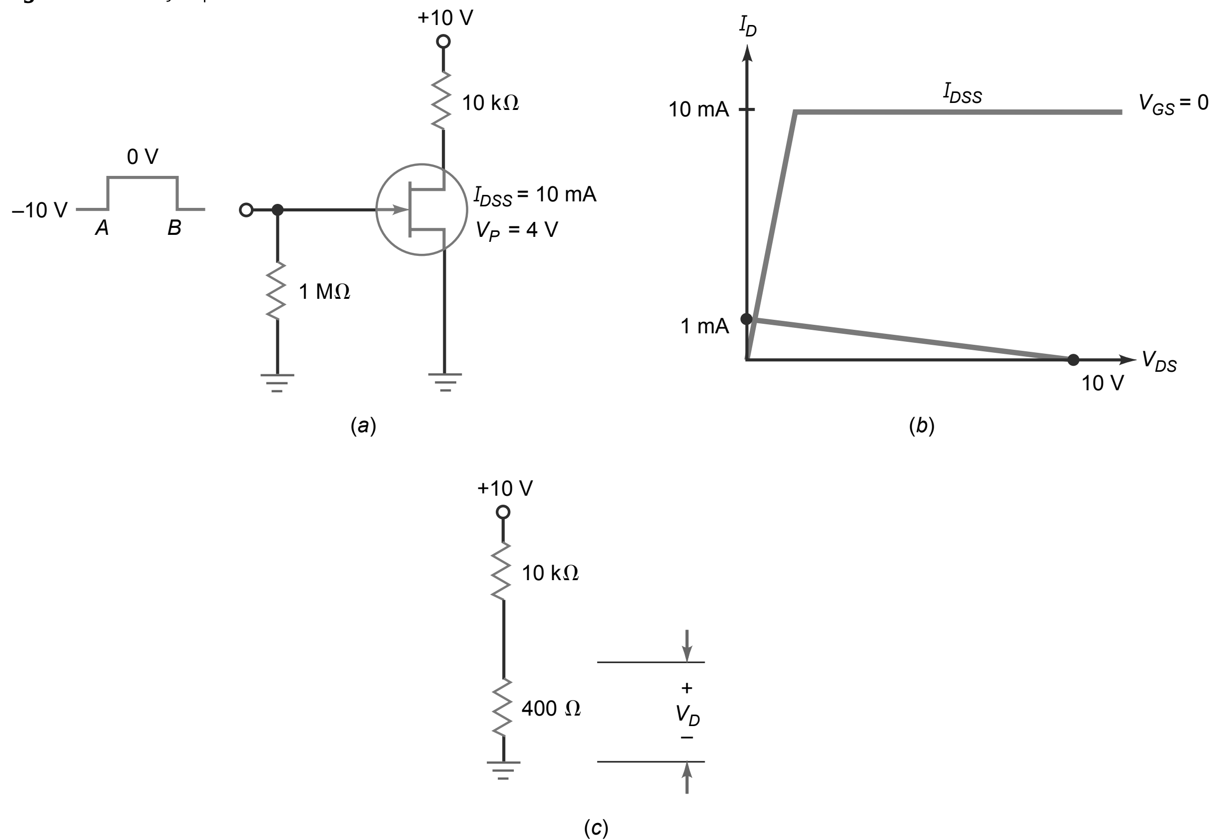
$$\mathbf{I_{D(sat)} \ll I_{DSS}} \qquad \textbf{(13.5)}$$

El símbolo $\ll$ significa "mucho menor que". Esta ecuación dice que la corriente de saturación de drenador tiene que ser mucho menor que la corriente máxima de drenador. Por ejemplo, si un JFET tiene $I_{DSS} = 10$ mA, la saturación fuerte se producirá si $V_{GS} = 0$ e $I_{D(\text{sat})} = 1$ mA.

Ejemplo 13.5

¿Cuál es la tensión de drenador en el circuito de la Figura 13.8*a*?

Figura 13.8 Ejemplo.



SOLUCIÓN Puesto que $V_P = 4$ V, $V_{GS(\text{off})} = -4$ V. En cualquier instante de tiempo antes del punto*A*, la tensión de entrada es -10 V y el JFET está cortado. En este caso, la tensión de drenador es:

$$V_D = 10 \text{ V}$$

Entre los puntos *A* y *B*, la tensión de entrada es igual a 0 V. El extremo superior de la recta de carga en continua se corresponde con una corriente de saturación de:

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA}$$

La Figura 13.8*b* muestra la recta de carga en continua. Puesto que $I_{D(\text{sat})}$ es mucho menor que I_{DSS}, el JFET está en saturación fuerte.

La resistencia óhmica es:

$$R_{DS} = \frac{4 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 400\ \Omega$$

En el circuito equivalente de la Figura 13.8*c*, la tensión de drenador es:

$$V_D = \frac{400\ \Omega}{10 \text{ k}\Omega + 400\ \Omega} 10 \text{ V} = 0{,}385 \text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.5 Utilizando la Figura 13.8*a*, halle R_{DS} y V_D si $V_p = 3$ V.

Cuando un JFET está polarizado en la región óhmica, podemos reemplazarlo por una resistencia R_{DS}, como se muestra en la Figura 13.7*d*. Con este circuito equivalente, podemos calcular la tensión de drenador Cuando R_{DS} es mucho menor que R_D, la tensión de drenador se aproxima a cero.

13.5 Polarización en la región activa

Los amplificadores JFET tienen que tener un punto Q en la región activa. A causa del amplio rango de valores de los parámetros del JFET, no podemos utilizar la polarización de puerta. En su lugar , tenemos que emplear otro método de polarización. Algunos de estos métodos son similares a los empleados con los transistores de unión bipolares.

La técnica de análisis que se utilice dependerá del nivel de precisión que se necesite. Por ejemplo, para realizar un análisis preliminar y localizar averías en los circuitos de polarización, con frecuencia basta con emplear valores ideales y aproximaciones del circuito. En los circuitos JFET, esto significa ignorar los valores de V_{GS}. Normalmente, los resultados ideales presentarán un error de menos del 10 por ciento. Cuando necesitemos un análisis más aproximado, podemos utilizar soluciones gráficas para determinar el punto Q del circuito. En el caso de estar diseñando circuitos JFET o necesitar una mayor precisión, deberá emplearse un simulador de circuitos, como por ejemplo MultiSim.

Autopolarización

La Figura 13.9*a* muestra un circuito de **autopolarización**. Dado que la corriente de drenador fluye a través de la resistencia de fuente R_S, existe una tensión entre la fuente y tierra dada por:

$$V_S = I_D R_S \tag{13.6}$$

Como V_G es cero,

$$V_{GS} = -I_D R_S \tag{13.7}$$

Esta expresión establece que la tensión puerta-fuente es igual a la tensión que cae en la resistencia de fuente con signo negativo. Básicamente, el circuito crea su propia polarización utilizando la tensión en R_S para polarizar la puerta en inversa.

La Figura 13.9*b* muestra el efecto de las diferentes resistencias de fuente. Existe un valor medio de R_S para el que la tensión puerta-fuente es igual a la mitad de la tensión de corte. Una aproximación para esta resistencia media es:

$$R_S \approx R_{DS} \tag{13.8}$$

Esta ecuación establece que la resistencia de fuente tiene que ser igual a la resistencia óhmica del JFET. Cuando esta condición se satisface, V_{GS} es aproximadamente la mitad de la tensión de corte y la corriente de drenador es aproximadamente igual a un cuarto de I_{DSS}.

Si conocemos las curvas de transconductancia de un JFET , podemos analizar un circuito de autopolarización utilizando métodos gráficos. Supongamos un JFETautopolarizado cuya curva de transconductancia es la mostrada en la Figura 13.10. La corriente máxima de drenador es 4 mA y la tensión de puerta tiene que estar entre 0 y -2 V. Representando la Ecuación (13.7) en unagráfica, podemos ver dónde intersecta la curva de transconductancia y determinar los valores de V_{GS} e I_D. Dado que la Ecuación (13.7) es una ecuación lineal, todo lo que tenemos que hacer es dibujar dos puntos y trazar la recta que pasa por ellos.

Suponga una resistencia de fuente de 500 Ω. Entonces la Ecuación (13.7) queda como sigue:

$$V_{GS} = -I_D\,(500\ \Omega)$$

Puesto que podemos utilizar dos puntos cualesquiera, elegimos dos puntos cómodos: el primero el correspondiente a $I_D = -(0)(500\ \Omega) = 0$, luego, las coordenadas del primer punto son (0, 0), que es el origen. Para obtener el segundo punto, hallamos V_{GS} para $I_D = I_{DSS}$. En este caso, $I_D = 4$ mA y $V_{GS} = -(4\text{ mA})(500\ \Omega) = -2$ V, luego las coordenadas del segundo punto son (4 mA, -2 V).

Ahora ya tenemos los dos puntos sobre la gráfica que permiten representar la Ecuación (13.7). Estos dos puntos son: (0, 0) y (4 mA, -2 V). Dibujándolos como se muestra en la Figura 13.10, podemos trazar una línea que pase por ellos. Esta línea, claro está, cortará a la curva de transconductancia. El punto de intersección es el punto de trabajo del JFET autopolarizado. Como puede ver, la corriente de drenador es ligeramente menor que 2 mA y la tensión puerta-fuente es ligeramente menor que -1 V.

Figura 13.9 Autopolarización.

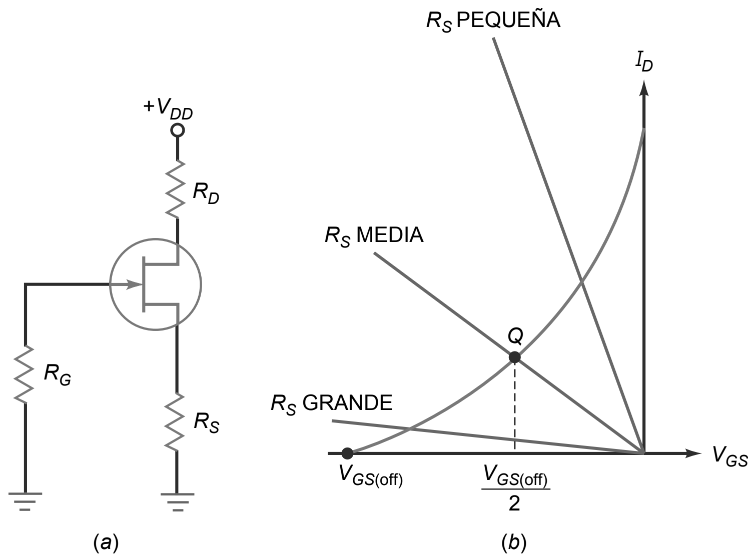
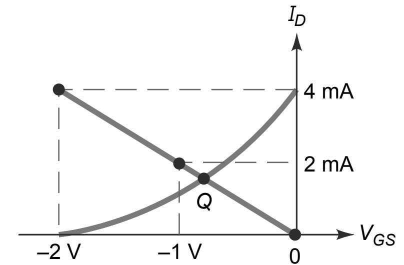


Figura 13.10 Punto Q con autopolarización.



En resumen, se trata de un proceso que permite hallar el punto Q de cualquier JFET autopolarizado cuando se dispone de la curva de transconductancia. Si no se dispone de esta curva, pueden emplearse los valores de $V_{GS(off)}$ e I_{DSS}, junto con la Ecuación cuadrática (13.3), y:

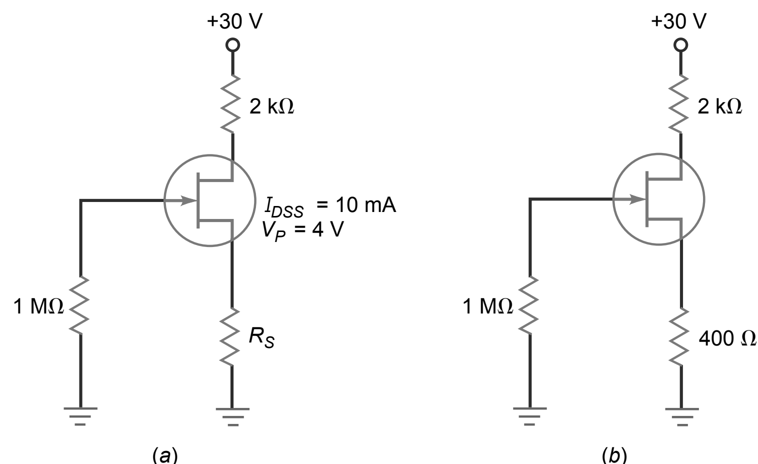
1. Multiplicar I_{DSS} por R_S para obtener el valor de V_{GS} correspondiente al segundo punto.
2. Dibujar el segundo punto (I_{DSS}, V_{GS}) en la gráfica.
3. Trazar una línea que pase por el origen y por el segundo punto.
4. Tomar nota de las coordenadas del punto de intersección.

El punto Q de un circuito autopolarizado no es muy estable, por lo que la autopolarización sólo se utiliza en los amplificadores de pequeña señal. Por tanto, encontrará circuitos JFET autopolarizados en las primeras etapas de los receptores de comunicaciones en las que la señal es pequeña.

Ejemplo 13.6

En el circuito de la Figura 13.11*a*, ¿Cuál es la resistencia de fuente media si se aplica la regla explicada anteriormente? Estime la tensión de drenador con dicha resistencia de fuente.

Figura 13.11 Ejemplo.



SOLUCIÓN Como se ha explicado anteriormente, la autopolarización funciona bien si se utiliza una resistencia de fuente igual a la resistencia óhmica del JFET:

$$R_{DS} = \frac{4\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 400\ \Omega$$

El circuito de la Figura 13.11*b* muestra una resistencia de 400 Ω. En este caso, la corriente de drenador es aproximadamente igual a la cuarta parte de 10 mA, es decir 2,5 mA, y la tensión de drenador será aproximadamente:

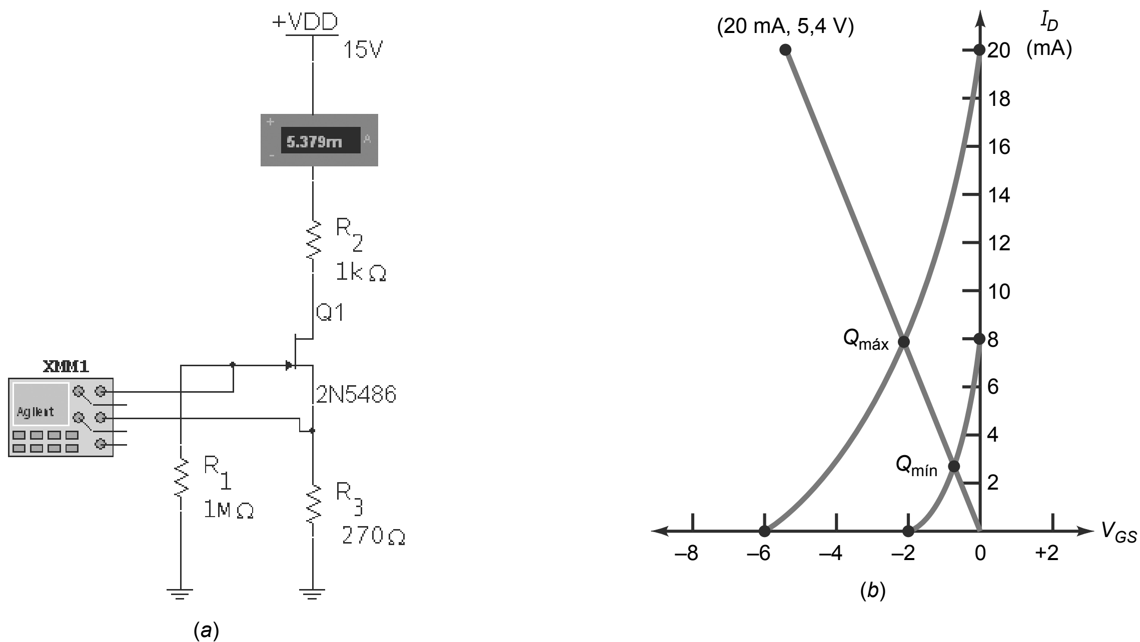
$$V_D = 30\ \text{V} - (2{,}5\ \text{mA})(2\ \text{k}\Omega) = 25\ \text{V}$$

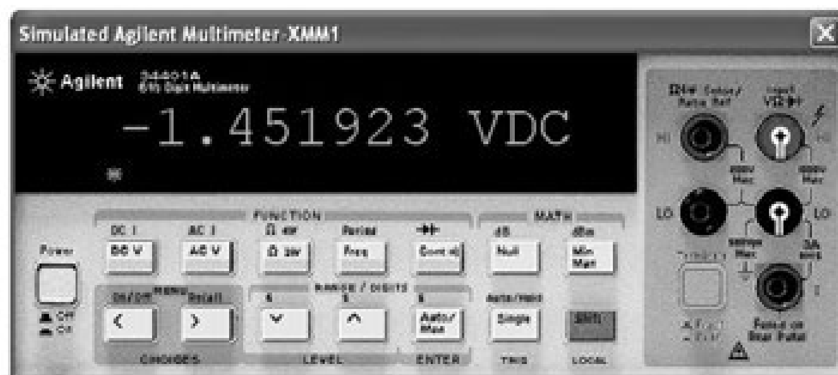
PROBLEMA PRÁCTICO 13.6 Repita el Ejemplo 13.6 utilizando un JFET con $I_{DSS} = 8$ mA. Determine R_S y V_D.

Ejemplo 13.7

Utilizando el circuito de la Figura 13.12 *a*, junto con las curvas de transconductancia mínima y máxima de un JFET 2N5486 mostradas en la Figura 13.12*b*, determine el rango de valores V_{GS} e I_D para el punto *Q*. ¿Cuál será la resistencia de fuente óptima para este JFET?

Figura 13.12 (*a*) Ejemplo de autopolarización. (b) Curvas de transconductancia.





SOLUCIÓN En primer lugar, multiplicamos I_{DSS} por R_S para obtener V_{GS}:

$$V_{GS} = -(20 \text{ mA})(270\ \Omega) = -5{,}4 \text{ V}$$

Después, dibujamos el segundo punto (I_{DSS}, V_{GS}):

(20 mA, −5,4 V)

A continuación, trazamos una línea que pase por el origen (0, 0) y por el segundo punto. Leemos las coordenadas de los puntos de intersección para los valores del punto *Q* mínimo y máximo.

punto Q (mínimo) $V_{GS} = -0{,}8$ V $I_D = 2{,}8$ mA
punto Q (máximo) $V_{GS} = -2{,}1$ V $I_D = 8{,}0$ mA

Observe en la Figura 13.12*a* que los valores medidos con el simulador de circuitos se encuentran entre los valores mínimo y máximo. La resistencia de fuente óptima puede hallarse como sigue:

$$R_S = \frac{V_{GS(\text{off})}}{I_{DSS}} \quad \text{o} \quad R_S = \frac{V_P}{I_{DSS}}$$

utilizando los valores mínimos, tenemos:

$$R_S = \frac{2\text{ V}}{8\text{ mA}} = 250\ \Omega$$

y utilizando los valores máximos:

$$R_S = \frac{6\text{ V}}{20\text{ mA}} = 300\ \Omega$$

Observe que el valor de R_S en el circuito de la Figura 13.12*a* es un valor aproximado entre $R_{S(\text{mín})}$ y $R_{S(\text{máx})}$.

PROBLEMA PRÁCTICO 13.7 En el circuito de la Figura 13.12*a*, cambie el valor de R_S a 390 Ω y calcule los valores del punto Q.

Polarización mediante divisor de tensión

La Figura 13.13*a* muestra un circuito de **polarización mediante divisor de tensión**. El divisor de tensión genera una tensión de puerta que es una fracción de la tensión de alimentación. Restando la tensión puerta-fuente, obtenemos la tensión en la resistencia de fuente:

$$V_S = V_G - V_{GS} \tag{13.9}$$

Dado que V_{GS} es negativa, la tensión de fuente será ligeramente mayor que la tensión de puerta. Si dividimos esta tensión de fuente entre la resistencia de fuente, obtenemos la corriente de drenador:

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_G}{R_S} \tag{13.10}$$

Cuando la tensión de puerta es grande, las variaciones de V_{GS} de un JFET al siguiente se pueden despreciar. Idealmente, la corriente de drenador es igual a la tensión de puerta dividida entre la resistencia de fuente. En consecuencia, la corriente de drenador es casi constante para cualquier JFET, como se muestra en la Figura 13.13*b*.

La Figura 13.13*c* muestra la recta de carga en continua. En un amplificador, el punto Q tiene que encontrarse en la región activa. Esto significa que V_{DS} tiene que ser mayor que $I_D R_{DS}$ (región óhmica) y menor que V_{DD} (corte). Cuando se dispone de una tensión de alimentación elevada, la polarización mediante divisor de tensión puede proporcionar un punto Q estable.

Si se necesita determinar con más precisión el punto Q de un circuito de polarización mediante divisor de tensión, puede utilizar un método gráfico. Esto es especialmente aconsejable cuando los valores de V_{GS} mínimo y máximo difieren en varios voltios. En la Figura 13.13*a*, la tensión aplicada a la puerta es:

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V_{DD}) \tag{13.11}$$

Utilizando las curvas de transconductancia, como en la Figura 13.14, dibujamos el valor de V_G en el eje horizontal, o eje x, de la gráfica. Éste es el primer punto de la recta de polarización, Para hallar el segundo punto, utilizamos la Ecuación (13.10) con $V_{GS} = 0$ V para determinar I_D. Este segundo punto, donde $I_D = V_G/R_S$, se dibuja sobre el eje vertical, o eje y, de la curva de transconductancia. A continuación, trazamos la línea que une los dos puntos y la alargamos hasta cortar las curvas de transconductancia. Por último, anotamos las coordenadas de los puntos de intersección.

Figura 13.13 Polarización mediante divisor de tensión.

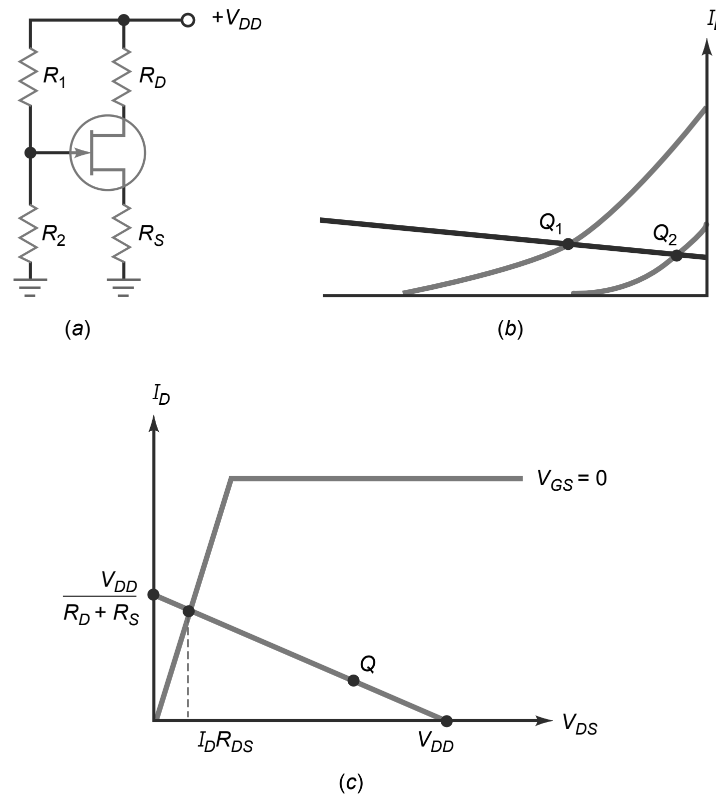
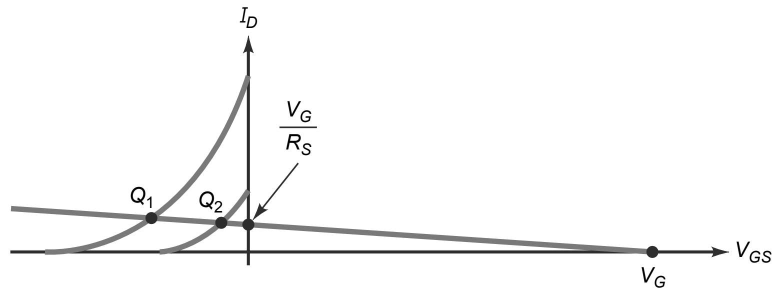


Figura 13.14 Punto *Q* de la polarización mediante divisor de tensión.



Ejemplo 13.8

Dibuje la recta de carga en continua y el punto *Q* para el circuito de la Figura 13.15*a* utilizando el método ideal.

SOLUCIÓN El divisor de tensión 3:1 produce una tensión de puerta de 10 V. Idealmente, la tensión en la resistencia de fuente es:

$$V_S = 10 \text{ V}$$

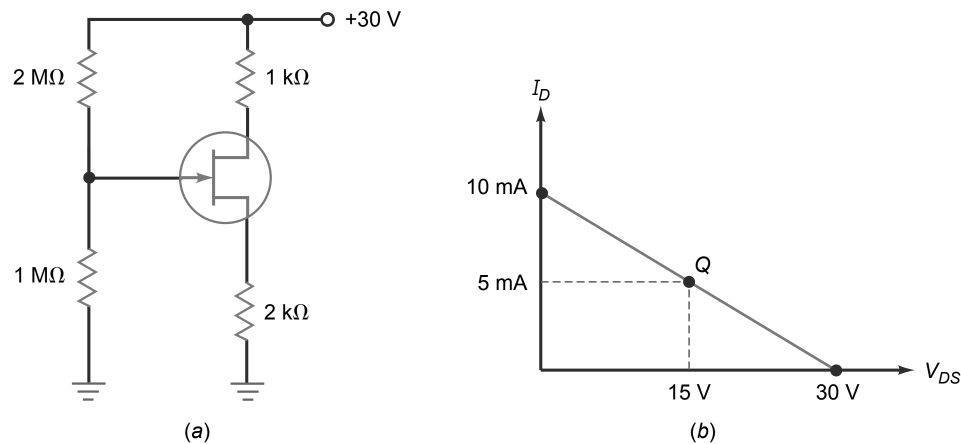
La corriente de drenador es:

$$I_D = \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

y la tensión de drenador es:

$$V_D = 30 \text{ V} - (5 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 25 \text{ V}$$

Figura 13.15 Ejemplo.



La tensión drenador-fuente es:

$$V_{DS} = 25\text{ V} - 10\text{ V} = 15\text{ V}$$

La corriente de saturación en continua es:

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{30\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 10\text{ mA}$$

y la tensión de corte es:

$$V_{DS(\text{corte})} = 30\text{ V}$$

La Figura 13.15*b* muestra la recta de carga en continua y el punto *Q*.

PROBLEMA PRÁCTICO 13.8 En la Figura 13.15, cambie V_{DD} a 24 V. Utilizando métodos ideales obtenga I_D y V_{DS}.

Ejemplo 13.9

De nuevo, utilizando el circuito de la Figura 13.15*a*, obtenga los valores mínimo y máximo del punto *Q* empleando el método gráfico y las curvas de transconductancia de un JFET 2N5486, mostradas en la Figura 13.16 *a*. ¿Cómo son estos valores comparados con los valores medidos con el simulador de circuitos?

SOLUCIÓN En primer lugar calculamos el valor de V_G:

$$V_G = \frac{1\text{ M}\Omega}{2\text{ M}\Omega + 1\text{ M}\Omega}(30\text{ V}) = 10\text{ V}$$

Este valor se dibuja sobre el eje *x*.
A continuación, determinamos el segundo punto:

$$I_D = \frac{V_G}{R_S} = \frac{10\text{ V}}{2\text{ K}} = 5\text{ mA}$$

Este valor se dibuja sobre el eje *y*.

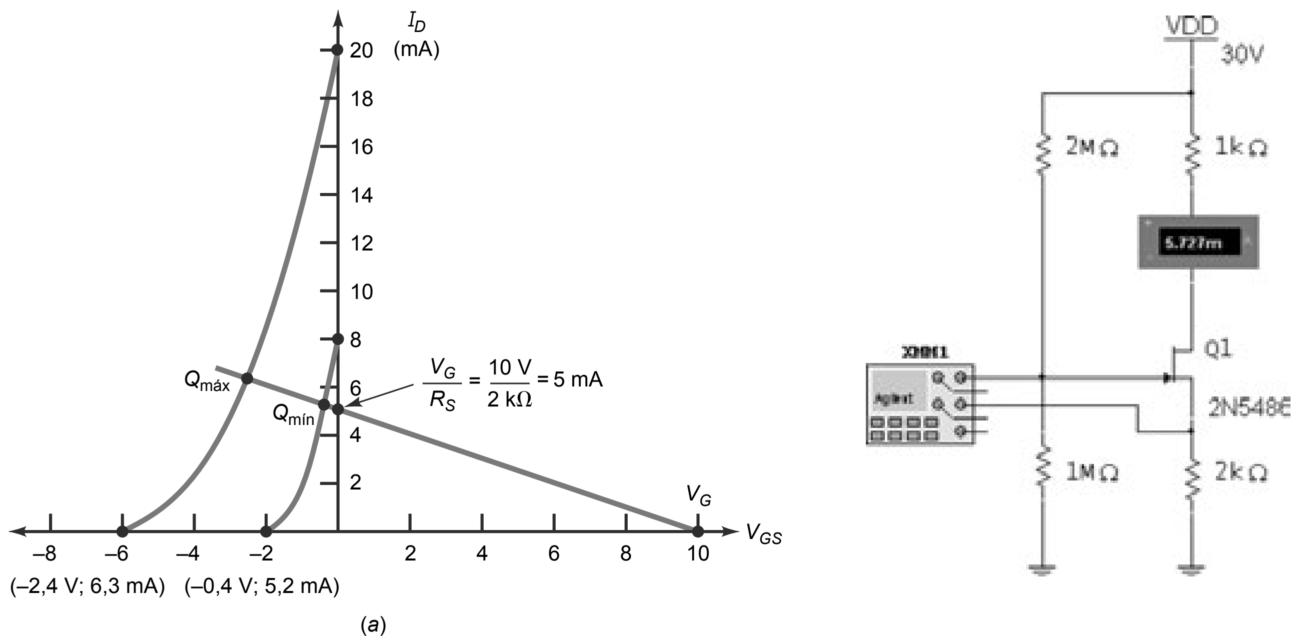
Trazamos una línea que una estos dos puntos y la alargamos hasta cortar a las curvas de transconductancia mínima y máxima, con lo que obtenemos:

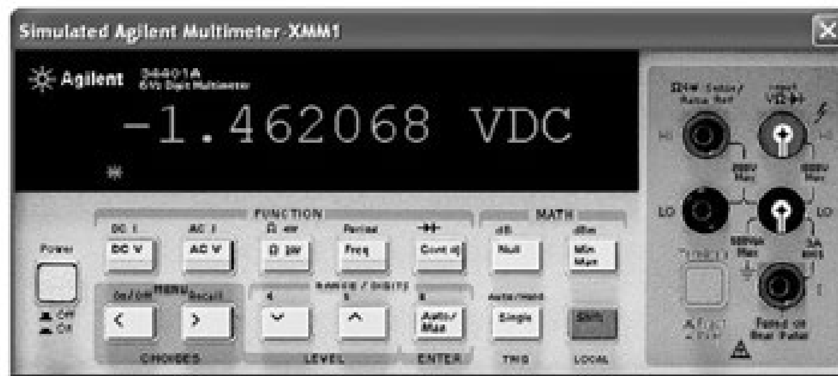
$$V_{GS(\text{mín})} = -0{,}4\text{ V} \qquad I_{D(\text{mín})} = 5{,}2\text{ mA}$$

y

$$V_{GS(\text{máx})} = -2{,}4\text{ V} \qquad I_{D(\text{máx})} = 6{,}3\text{ mA}$$

Figura 13.16 (*a*) Transconductancia; (*b*) Medidas con el simulador de circuitos.





(*b*)

La Figura 13.16*b* muestra que los valores medidos con el simulador de circuitos están dentro del margen de valores determinado por los valores mínimo y máximo.

PROBLEMA PRÁCTICO 13.9 Utilizando la Figura 13.15*a*, hallar el valor máximo de I_D utilizando métodos gráficos cuando $V_{DD} = 24$ V.

Polarización de fuente con dos alimentaciones

La Figura 13.17 muestra un circuito de polarización de fuente con dos alimentaciones. La corriente de drenador está dada por:

$$I_D = \frac{V_{SS} - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_{SS}}{R_S} \tag{13.12}$$

De nuevo, la idea es despreciar las variaciones de V_{GS} haciendo V_{SS} mucho mayor que V_{GS}. Idealmente, la corriente de drenador es igual a la tensión de alimentación de la fuente dividida entre la resistencia de fuente. En este caso, la corriente de drenador es casi constante aunque se reemplace el JFET o varíe la temperatura.

Figura 13.17 Polarización de fuente con dos alimentaciones.

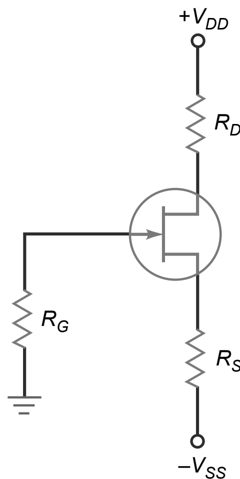
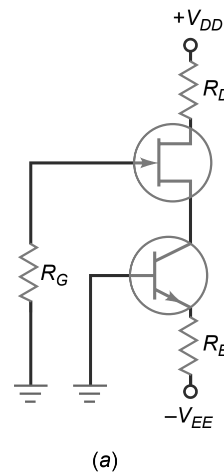
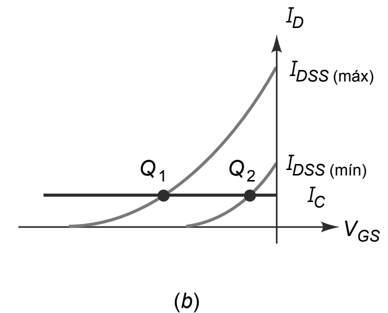


Figura 13.18 Polarización mediante fuente de corriente.





Polarización mediante fuente de corriente

Cuando la tensión de alimentación del drenador no es elevada, puede no haber la suficiente tensión de puerta como para poder despreciar las variaciones de V_{GS}. En este caso, un diseñador puede preferir utilizar el circuito de **polarización mediante fuente de corriente** de la Figura 13.18*a*. En este circuito, el transistor de unión bipolar bombea una corriente fija a través del JFET. La corriente de drenador viene dada por:

$$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \tag{13.13}$$

La Figura 13.18*b* ilustra lo efectiva que es la polarización mediante fuente de corriente. Ambos puntos Q tienen la misma corriente. Aunque V_{GS} es diferente en cada punto Q, ya no tiene ningún efecto sobre el valor de la corriente de drenador.

Ejemplo 13.10

¿Cuál es la corriente de drenador en el circuito de la Figura 13.19*a*? ¿Y la tensión entre el drenador y tierra?

SOLUCIÓN Idealmente, aparecen 15 V en la resistencia de fuente, produciendo una corriente de drenador de:

$$I_D = \frac{15\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 5\text{ mA}$$

La tensión de drenador es:

$$V_D = 15\text{ V} - (5\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 10\text{ V}$$

Ejemplo 13.11

En la Figura 13.19*b*, ¿cuál es la corriente de drenador? ¿Y la tensión de drenador?

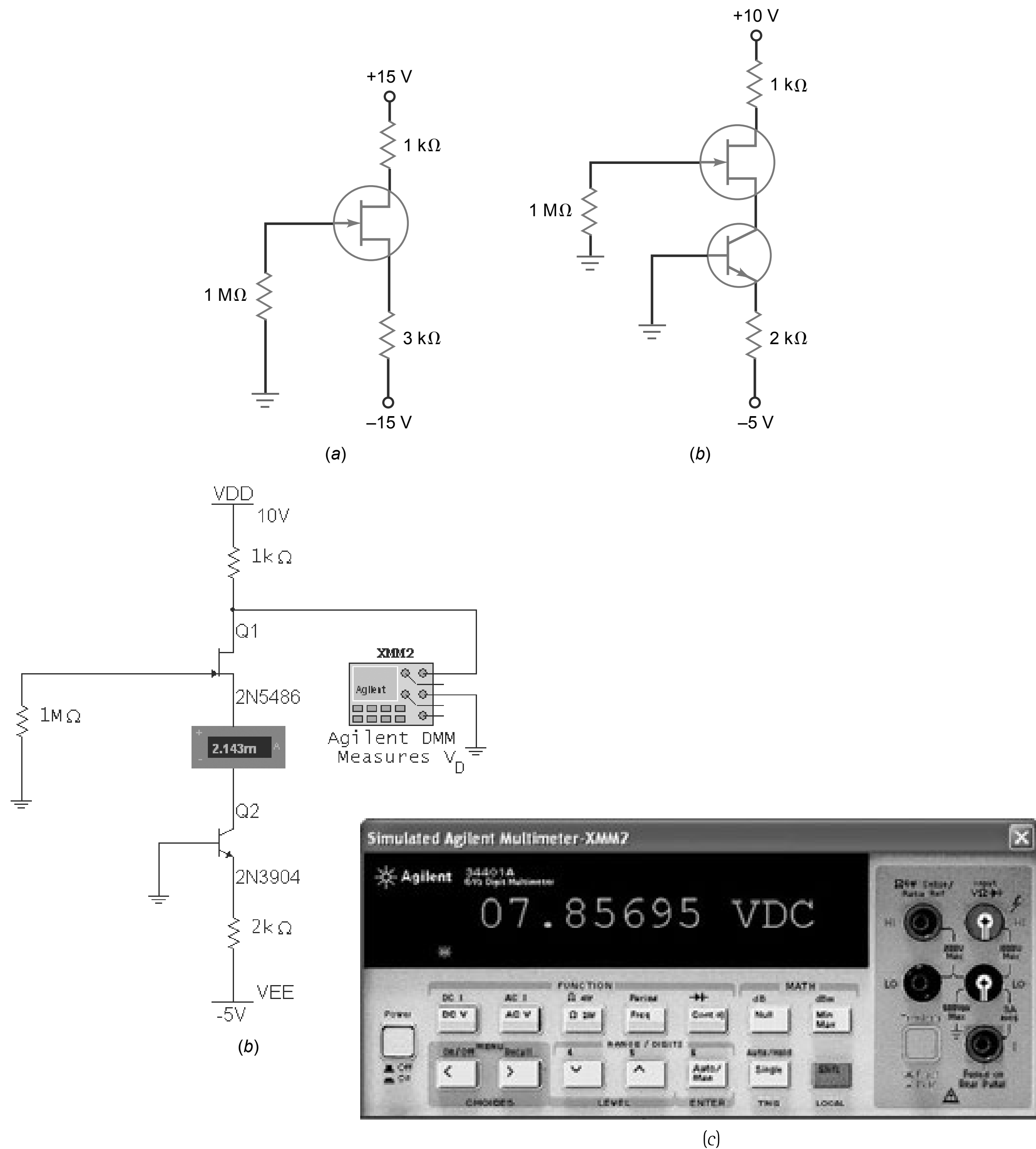
SOLUCIÓN El transistor de unión bipolar establece una corriente de drenador de:

$$I_D = \frac{5\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{2\text{ k}\Omega} = 2{,}15\text{ mA}$$

La tensión de drenador es:

$$V_D = 10\text{ V} - (2{,}15\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 7{,}85\text{ V}$$

Figura 13.19 Ejemplo.



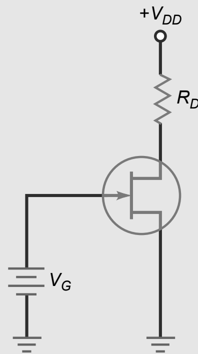
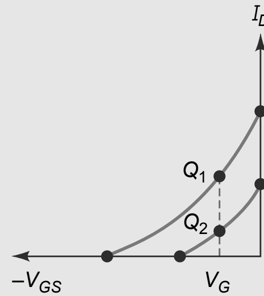
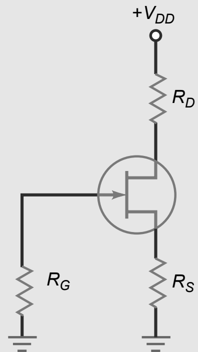
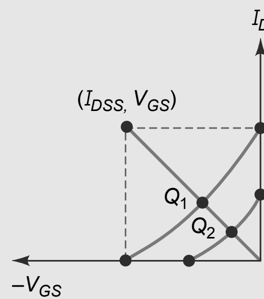
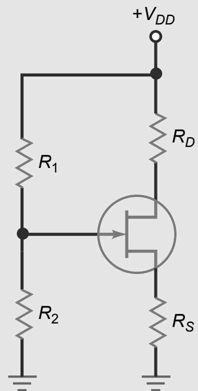
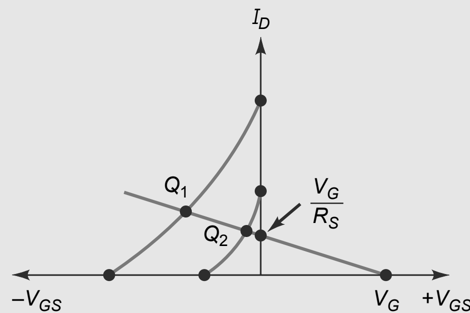
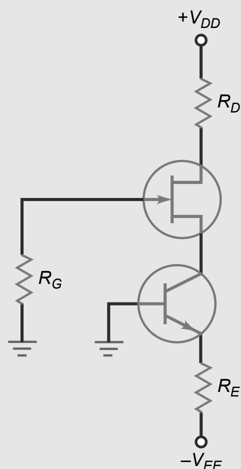
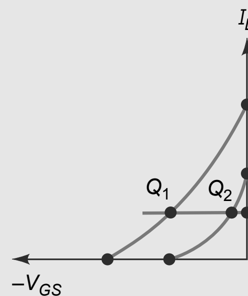
(c)

La Figura 13.19*c* muestra lo próximos que están los valores medidos con el programa y los valores calculados.

PROBLEMA PRÁCTICO 13.11 Repita el Ejemplo 13.11 con $R_E = 1\ \text{k}\Omega$.

La Tabla-resumen 13.1 muestra los tipos más populares de circuitos de polarización del JFET . Los puntos de trabajo indicados sobre las curvas de transconductancia indican claramente la ventaja de una técnica de polarización sobre otra.

Tabla-resumen 13.1 Polarización del JFET

Polarización de puerta			$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2$ $V_{GS} = V_G$ $V_D = V_{DD} - I_D R_D$
Autopolarización			$V_{GS} = -I_D(R_S)$ Segundo punto $= (I_{DSS})(R_S)$
Polarización mediante divisor de tensión			$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V_{DD})$ $I_D = \frac{V_G}{R_S}$ $V_{DS} = V_D - V_S$
Polarización mediante fuente de corriente			$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$ $V_D = V_{DD} - I_D R_D$

13.6 Transconductancia

Para analizar los amplificadores JFET, necesitamos trabajar con la **transconductancia,** que se designa mediante g_m y se define como:

$$\boldsymbol{g_m = \frac{i_d}{v_{gs}}} \tag{13.14}$$

Esta expresión dice que la transconductancia es igual a la corriente alterna de drenador dividida entre la tensión alterna puerta-fuente. La transconductancia nos dice cómo de efectiva es la tensión puerta-fuente controlando la corriente de drenador. Cuanto mayor sea la transconductancia, más control tiene la tensión de puerta sobre la corriente de drenador.

Por ejemplo, si $i_d = 0{,}2$ mA pp cuando $v_{gs} = 0{,}1$ V pp, entonces:

$$g_m = \frac{0{,}2 \text{ mA}}{0{,}1 \text{ V}} = 2(10^{-3}) \text{ mho} = 2000 \ \mu\text{mho}$$

Sin embargo, si $i_d = 1$ mA pp cuando $v_{gs} = 0{,}1$ V pp, entonces:

$$g_m = \frac{1 \text{ mA}}{0{,}1 \text{ V}} = 10.000 \ \mu\text{mho}$$

En el segundo caso, la mayor transconductancia indica que la puerta es más efectiva a la hora de controlar la corriente de drenador.

Siemen

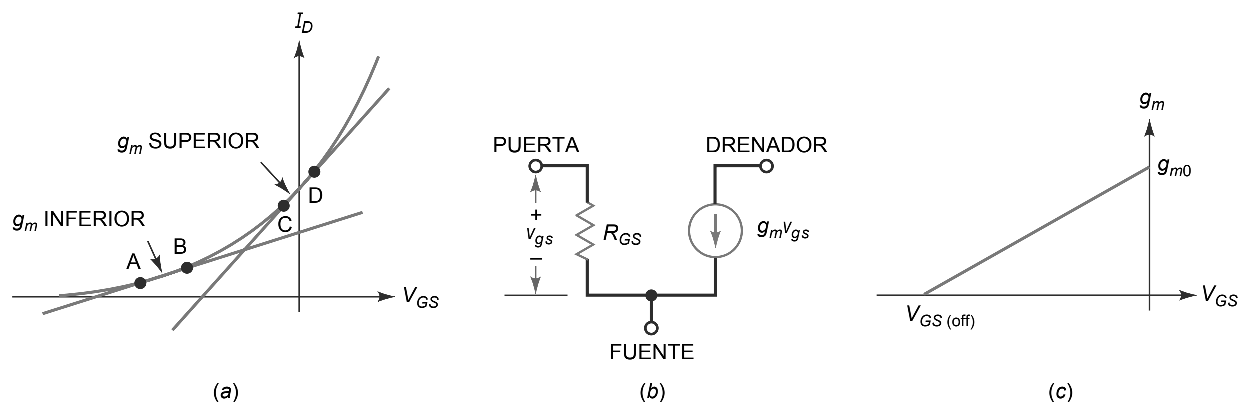
La unidad *mho* se define como la relación entre la corriente y la tensión. Una unidad equivalente y moderna es el *siemen (S),* por lo que las respuestas anteriores pueden expresarse como 2000 μS y 10.000 μS. En las hojas de características podrá encontrar cualquiera de las dos unidades (mho o siemen). Las hojas de características también emplean el símbolo g_{fs} en lugar de g_m. Por ejemplo, la hoja de características de un 2N5451 especifica una g_{fs} de 2000 μS para una corriente de drenador de 1 mA, que es lo mismo que decir que el 2N5451 tiene una g_m de 2000 μmho para una corriente de drenador de 1 mA.

Pendiente de la curva de transconductancia

La Figura 13.20*a* revela el significado de g_m en términos de la curva de transconductancia. Entre los puntos *A* y *B*, una variación en V_{GS} produce una variación en I_D. La variación de I_D dividida entre la variación de V_{GS} es el valor de g_m entre *A* y *B*. Si seleccionamos cualquier otra pareja de puntos más arriba en la curva, como los puntos *C* y *D*, obtenemos una variación mayor de I_D para la misma variación de V_{GS}. Por tanto, g_m tiene un valor mayor cuanto más arriba de la curva se está. Dicho de otra manera, g_m es la pendiente de la curva de transconductancia. Cuanto mayor es la inclinación de la curva en el punto *Q*, mayor es la transconductancia.

La Figura 13.20*b* muestra un circuito equivalente de alterna para un JFET. Entre la puerta y la fuente hay una resistencia R_{GS} muy grande. El drenador de un JFET se comporta como una fuente de corriente de valor $g_m v_{gs}$. Conocidos los valores de g_m y v_{gs}, podemos calcular la corriente alterna de drenador.

Figura 13.20 (*a*) Transconductancia. (*b*) Circuito equivalente de alterna. (*c*) Variación de g_m.



Transconductancia y tensión de corte puerta-fuente

La magnitud $V_{GS(\text{off})}$ es difícil de medir de forma precisa. Sin embargo, I_{DSS} y g_{m0} son fáciles de medir con una alta precisión. Por esta razón, a menudo, $V_{GS(\text{off})}$ se calcula utilizando la siguiente ecuación:

$$V_{GS(\text{off})} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{m0}} \qquad (13.15)$$

En esta ecuación, g_{m0} es el valor de la transconductancia cuando $V_{GS} = 0$. Normalmente, los fabricantes emplean la ecuación anterior para calcular el valor de $V_{GS(\text{off})}$ y utilizarlo en sus hojas de características.

La magnitud g_{m0} es el valor máximo de g_m para un JFET, ya que se obtiene cuando $V_{GS} = 0$. Si V_{GS} se hace negativa, g_m disminuye. A continuación se proporciona la ecuación para calcular g_m para cualquier valor de V_{GS}:

$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right) \qquad (13.16)$$

Observe que g_m disminuye linealmente cuando V_{GS} se hace más negativo, como se muestra en la Figura 13.20 *c*. Cambiar el valor de g_m resulta útil en el *control automático de ganancia,* lo que estudiaremos más adelante.

INFORMACIÓN ÚTIL

En todo JFET, existe un valor de V_{GS} próximo a $V_{GS(\text{off})}$ que da lugar a un coeficiente de temperatura cero. Esto significa que, para algún valor de V_{GS} próximo a $V_{GS(\text{off})}$, I_D no disminuye ni aumenta con los incrementos de temperatura.

Ejemplo 13.12

Un 2N5457 tiene $I_{DSS} = 5$ mA y $g_{m0} = 5000\ \mu$S. ¿Cuál es el valor de $V_{GS(\text{off})}$? ¿A qué es igual g_m cuando $V_{GS} = -1$ V?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (13.15):

$$V_{GS(\text{off})} = \frac{-2(5\text{ mA})}{5000\,\mu\text{S}} = -2\text{ V}$$

A continuación, utilizamos la Ecuación (13.16) para obtener:

$$g_m = (5000\ \mu\text{S})\left(1 - \frac{1\text{ V}}{2\text{ V}}\right) = 2500\ \mu\text{S}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.12 Repita el Ejemplo 13.12 utilizando $I_{DSS} = 8$ mA y $V_{GS} = -2$ V.

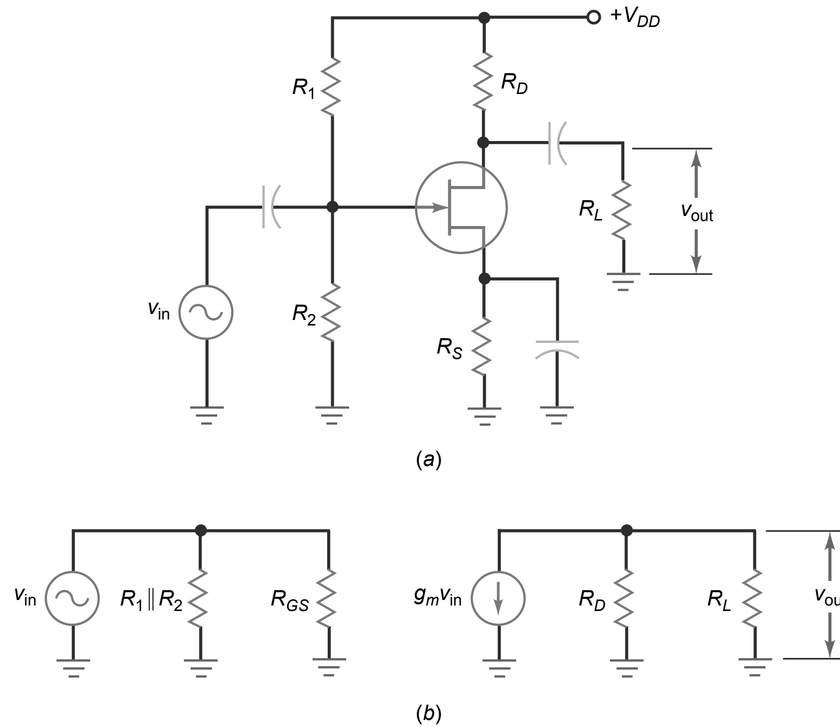
13.7 Amplificadores JFET

La Figura 13.21*a* muestra un **amplificador en fuente común**. Los condensadores de acoplo y desacoplo son cortocircuitos en alterna. Por tanto, la señal está acoplada directamente a la puerta. Dado que la fuente está desacoplada a tierra, toda la tensión alterna de entrada aparece entre la puerta y la fuente, lo que da lugar a una corriente alterna de drenador. Puesto que la corriente alterna de drenador fluye a través de la resistencia de drenador, obtenemos una tensión alterna de salida amplificada e invertida. Esta señal de salida se acopla entonces a la resistencia de carga.

INFORMACIÓN ÚTIL

Debido a la extremadamente alta impedancia de entrada de un JFET, generalmente, se supone que la corriente de entrada es 0 μA, y que la ganancia de corriente de un amplificador JFET es una magnitud indefinida.

Figura 13.21 (*a*) Amplificador en fuente común. (*b*) Circuito equivalente de alterna.



Ganancia de tensión del amplificador en fuente común

La Figura 13.21*b* muestra el circuito equivalente de alterna. La resistencia de drenador en alterna r_d se define como:

$$r_d = R_D \| R_L$$

La ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m v_{in} r_d}{v_{in}}$$

lo que se simplifica como sigue:

$$\boldsymbol{A_v = g_m r_d} \quad \textbf{(13.17)}$$

Esta expresión indica que la ganancia de tensión de un amplificador en fuente común es igual a la transconductancia por la resistencia de drenador en alterna.

INFORMACIÓN ÚTIL

En cualquier amplificador JFET de pequeña señal, la señal de entrada que excita la puerta no debería alcanzar nunca un punto en el que la unión puerta-fuente se polarice en directa.

Seguidor de fuente

La Figura 13.22 muestra un **seguidor de fuente**. La señal de entrada excita la puerta y la señal de salida está acoplada desde la fuente a la resistencia de carga. Como con el seguidor de emisor, el seguidor de fuente tiene una ganancia de tensión menor que 1. La principal ventaja del seguidor de fuente es que tiene una impedancia de entrada muy alta. A menudo, verá que el seguidor de fuente se utiliza al principio de un sistema, seguido de las etapas bipolares de ganancia de tensión.

En la Figura 13.22, la resistencia de fuente en alterna se define como:

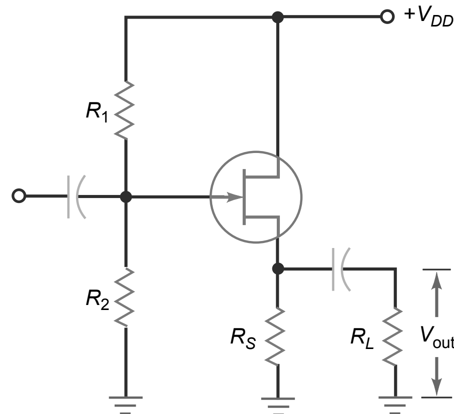
$$r_s = R_S \| R_L$$

Podemos derivar esta ecuación para calcular la ganancia de tensión de un seguidor de fuente:

$$\boldsymbol{A_v = \frac{g_m r_s}{1 + g_m r_s}} \quad \textbf{(13.18)}$$

Puesto que el denominador siempre es mayor que el numerador , la ganancia de tensión siempre es menor que 1.

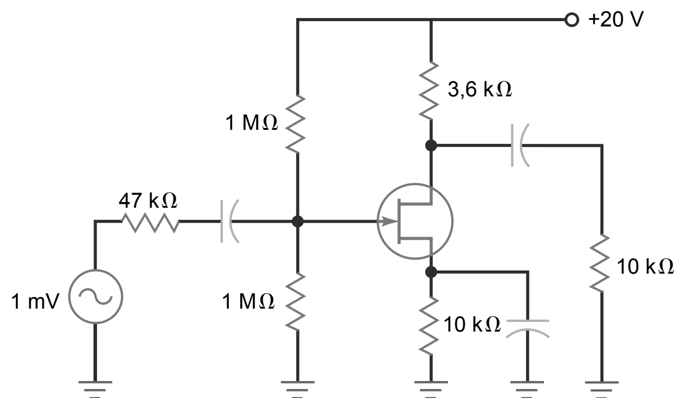
Figura 13.22 Seguidor de fuente.



Ejemplo 13.13

Si $g_m = 5000\ \mu S$ en el circuito de la Figura 13.23, ¿cuál es la tensión de salida?

Figura 13.23 Ejemplo del amplificador en fuente común.



SOLUCIÓN La resistencia de drenador en alterna es:

$$r_d = 3{,}6\ k\Omega \parallel 10\ k\Omega = 2{,}65\ k\Omega$$

La ganancia de tensión es:

$$A_v = (5000\ \mu S)(2{,}65\ k\Omega) = 13{,}3$$

La tensión de salida es:

$$v_{out} = 13{,}3(1\ mV\ pp) = 13{,}3\ mV\ pp$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.13 En la Figura 13.23, ¿cuál es la tensión de salida si $g_m = 2000\ \mu S$?

Ejemplo 13.14

Si $g_m = 2500\ \mu S$ en el circuito de la Figura 13.24, ¿cuál es la tensión de salida del seguidor de fuente?

SOLUCIÓN La resistencia de fuente en alterna es:

$$r_s = 1\ k\Omega \parallel 1\ k\Omega = 500\ \Omega$$

Utilizando la Ecuación (13.18) obtenemos de ganancia de tensión:

$$A_v = \frac{(2500\ \mu S)(500\ \Omega)}{1 + (2500\ \mu S)(500\ \Omega)} = 0{,}556$$

Puesto que la impedancia de entrada de la etapa es 5 MΩ, la señal de entrada a la puerta es aproximadamente de 1 mV. Por tanto, la tensión de salida es:

$$v_{out} = 0{,}556(1\ mV) = 0{,}556\ mV$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.14 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 13.24 si $g_m = 5000$ µS?

Ejemplo 13.15

La Figura 13.25 incluye una resistencia variable de 1 kΩ. Si se ajusta a 780 Ω, ¿cuál será la ganancia de tensión?

SOLUCIÓN La resistencia total de fuente en continua es:

$$R_S = 780\ \Omega + 220\ \Omega = 1\ k\Omega$$

La resistencia de fuente en alterna es:

$$r_s = 1\ k\Omega \parallel 3\ k\Omega = 750\ \Omega$$

La ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{(2000\ \mu S)(750\ \Omega)}{1 + (2000\ \mu S)(750\ \Omega)} = 0{,}6$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.15 Utilizando la Figura 13.25, ¿cuál es la máxima ganancia de tensión posible si se ajusta la resistencia variable?

Ejemplo 13.16

En el circuito de la Figura 13.26, ¿cuál es la corriente de drenador? ¿Y la ganancia de tensión?

SOLUCIÓN El divisor de tensión 3:1 produce una tensión continua de puerta de 10 V. Idealmente, la corriente de drenador es:

Figura 13.24 Ejemplo del seguidor de emisor.

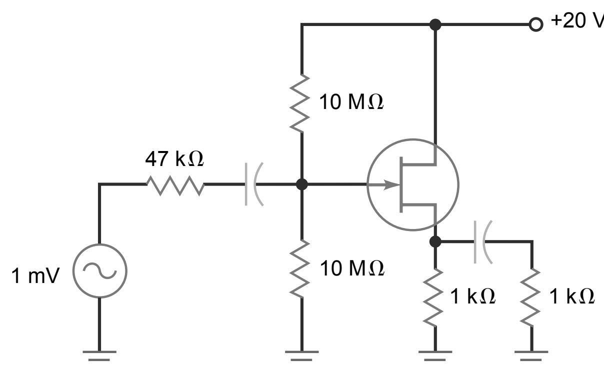


Figura 13.25 Ejemplo.

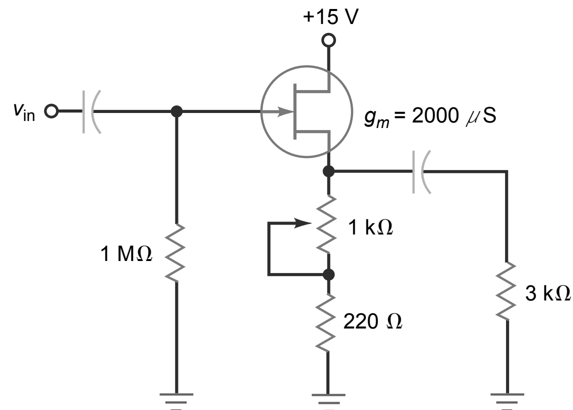
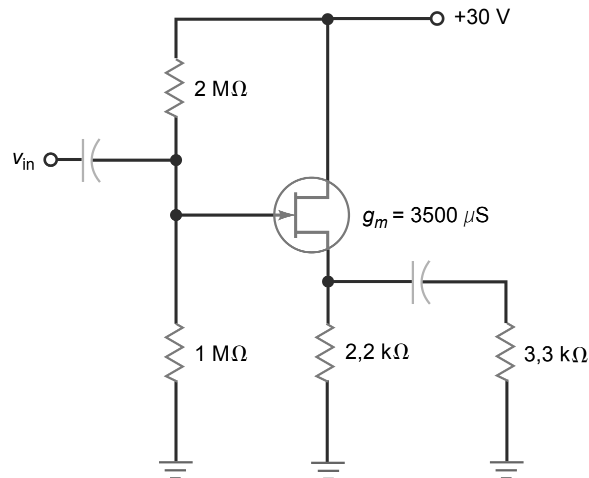


Figura 13.26 Ejemplo.



$$I_D = \frac{10\ \text{V}}{2{,}2\ \text{k}\Omega} = 4{,}55\ \text{mA}$$

La resistencia de fuente en alterna es:

$$r_s = 2{,}2\ \text{k}\Omega \parallel 3{,}3\ \text{k}\Omega = 1{,}32\ \text{k}\Omega$$

La ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{(3500\ \mu\text{S})(1{,}32\ \text{k}\Omega)}{1 + (3500\ \mu\text{S})(1{,}32\ \text{k}\Omega)} = 0{,}822$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.16 En el circuito de la Figura 13.26, ¿cuál sería la variación en la ganancia de tensión si la resistencia de 3,3 kΩ estuviera en circuito abierto?

La Tabla-resumen 13.2 muestra las ecuaciones y configuraciones de los amplificadores en fuente común y seguidor de fuente.

Tabla-resumen 13.2 Amplificadores JFET

Circuito	Características
Fuente común	$V_G = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(V_{DD})$ $V_S \approx V_G$ o usar el método gráfico $I_D = \frac{V_S}{R_S}$ $V_D = V_{DD} - I_D R_D$ $V_{GS(off)} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{mo}}$ $g_m = g_{mo}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)$ $r_d = R_D \parallel R_L$ $A_V = g_m r_d$ Desplazamiento de fase = 180°
Seguidor de fuente	$V_G = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(V_{DD})$ $V_S \approx V_G$ o usar el método gráfico $I_D = \frac{V_S}{R_S}$ $V_{DS} = V_{DD} - V_S$ $V_{GS(off)} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{mo}}$ $g_m = g_{mo}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)$ $A_V = \frac{g_m r_s}{1 + g_m r_s}$ Desplazamiento de fase = 0°

13.8 Conmutador analógico JFET

Además del seguidor de emisor, otra aplicación importante del JFET se encuentra en la *conmutación analógica.* En esta aplicación, el JFET se comporta como un conmutador que deja pasar o bloquea una señal alterna pequeña. Para conseguir este comportamiento, la tensión puerta-fuente V_{GS} sólo toma dos valores: cero o un valor que es mayor que $V_{GS(off)}$. De esta forma, el JFET opera en la región óhmica o en la región de corte.

Conmutador paralelo

La Figura 13.27*a* muestra un **conmutador paralelo** JFET. El JFET bien está en conducción bien está en corte, dependiendo de si V_{GS} es un nivel alto o un nivel bajo. Cuando V_{GS} es un nivel alto (0 V), el JFET opera en la región óhmica. Cuando V_{GS} es un nivel bajo, el JFET está cortado. Por tanto, podemos emplear como circuito equivalente el circuito mostrado en la Figura 13.27*b*.

En funcionamiento normal, la tensión alterna de entrada tiene que ser una señal pequeña, normalmente más pequeña de 100 mV. Una señal pequeña asegura que el JFET permanece en la región óhmica cuando la señal alterna alcanza su pico positivo. Además, R_D es mucho mayor que R_{DS} para asegurar la saturación fuerte.

$R_D \gg R_{DS}$

Cuando V_{GS} es un nivel alto, el JFET opera en la región óhmica y el conmutador de la Figura 13.27*b* está cerrado. Dado que R_{DS} es mucho menor que R_D, v_{out} es mucho menor que v_{in}. Cuando V_{GS} es un nivel bajo, el JFET se corta y el conmutador de la Figura 13.27*b* se abre. En este caso, $v_{out} = v_{in}$. Por tanto, el conmutador paralelo JFET transmite la señal alterna o la bloquea.

INFORMACIÓN ÚTIL

La resistencia óhmica de un JFET se puede determinar para cualquier valor de V_{GS} utilizando la siguiente ecuación:

$$R_{DS} = \frac{R_{DS(on)}}{1 - V_{GS}/V_{GS(off)}}$$

donde $R_{DS(on)}$ es la resistencia óhmica cuando V_{DS} es pequeña y $V_{GS} = 0$ V.

Conmutador serie

La Figura 13.27*c* muestra un **conmutador serie** JFET y la Figura 13.27*d* es su circuito equivalente. Cuando V_{GS} es un nivel alto, el conmutador se cierra y el JFETes equivalente a una resistenciaR_{DS}. En este caso, la salida es aproximadamente igual a la entrada. Cuando V_{GS} es un nivel bajo, el JFET está abierto y v_{out} es aproximadamente cero.

La relación *on-off* de un conmutador se define como la tensión de salida máxima dividida entre la tensión de salida mínima.

$$\text{relación on-off} = \frac{v_{out(máx)}}{v_{out(mín)}} \tag{13.19}$$

Cuando una relación *on-off* alta es importante, el conmutador serie JFET es una buena opción, porque su relación *on-off* es más alta que la del conmutador paralelo JFET.

Troceador

La Figura 13.28 muestra un **troceador** JFET. La tensión de puerta es una onda cuadrada continua que hace que el JFET conmute continuamente de un estado a otro. La tensión de entrada es un impulso rectangular con un valor de V_{DC}. Se aplica la onda cuadrada a la puerta y en la salida se obtiene una señal *troceada* (conmuta entre saturación y corte), como la mostrada.

Un troceador JFET puede utilizar un conmutador paralelo o un conmutador serie. Básicamente, el circuito convierte una tensión continua de entrada en una onda cuadrada de salida. El valor de pico de la salida troceada es V_{DC}. Como veremos más adelante, puede utilizarse un troceador JFET para construir un *amplificador de continua,* un circuito que puede amplificar todas las frecuencias hasta cero.

Figura 13.27 Conmutadores analógicos JFET: (*a*) Tipo paralelo. (*b*) Circuito equivalente paralelo. (*c*) Tipo serie. (*d*) Circuito equivalente serie.

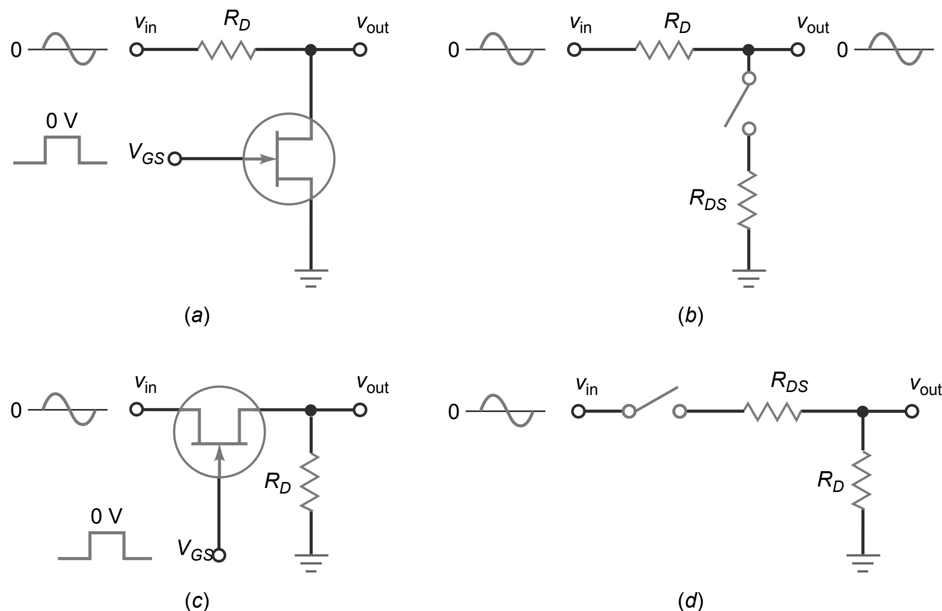
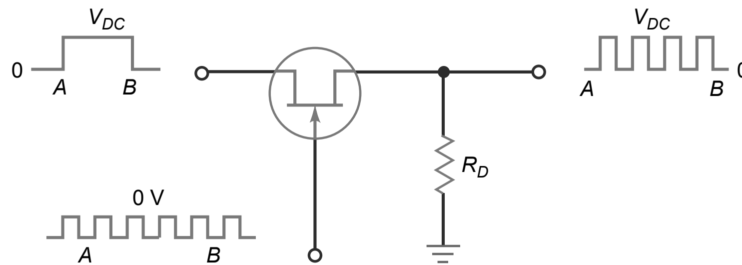


Figura 13.28 Troceador.



Ejemplo 13.17

Un conmutador paralelo JFET tiene $R_D = 10\ \text{k}\Omega$, $I_{DSS} = 10$ mA y $V_{GS(\text{off})} = -2$ V. Si $v_{\text{in}} = 10$ mV pp, ¿cuáles son las tensiones de salida? ¿Cuál es la relación *on-off*?

SOLUCIÓN La resistencia óhmica es:

$$R_{DS} = \frac{2\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 200\ \Omega$$

La Figura 13.29*a* muestra el circuito equivalente cuando el JFET está en conducción (*on*). La tensión de salida es:

$$v_{\text{out}} = \frac{200\ \Omega}{10{,}2\ \text{k}\Omega}(10\ \text{mV pp}) = 0{,}196\ \text{mV pp}$$

Cuando el JFET no conduce (*off*):

$$v_{\text{out}} = 10\ \text{mV pp}$$

La relación *on-off* es:

$$\text{relación } \textit{on-off} = \frac{10\ \text{mV pp}}{0{,}196\ \text{mV pp}} = 51$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.17 Repetir el Ejemplo 13.17 utilizando un valor para $V_{GS(\text{off})}$ de -4 V.

Ejemplo 13.18

Sea un conmutador serie JFET con los mismos datos que los del ejemplo anterior . ¿Cuáles son las tensiones de salida? Si el JFET tiene una resistencia de 10 MΩ cuando no conduce, ¿cuál es la relación *on-off*?

SOLUCIÓN La Figura 13.29*b* muestra el circuito equivalente cuando el JFET está conduciendo. La tensión de salida es:

$$v_{\text{out}} = \frac{10\ \text{k}\Omega}{10{,}2\ \text{k}\Omega}(10\ \text{mV pp}) = 9{,}8\ \text{mV pp}$$

Cuando el JFET no conduce:

$$v_{\text{out}} = \frac{10\ \text{k}\Omega}{10\ \text{M}\Omega}(10\ \text{mV pp}) = 10\ \mu\text{V pp}$$

La relación *on-off* del conmutador es:

$$\text{relación } \textit{on-off} = \frac{9{,}8\ \text{mVpp}}{10\ \mu\text{V pp}} = 980$$

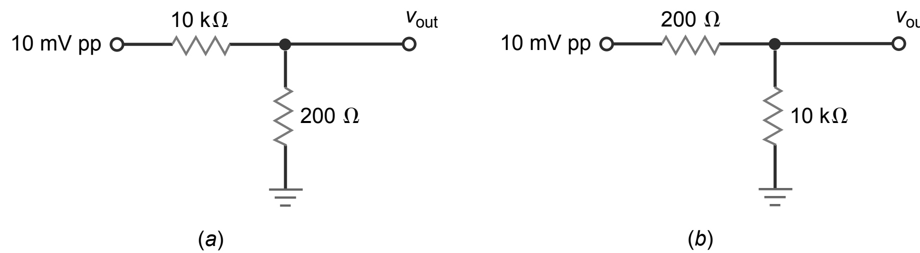


Figura 13.29 Ejemplos.

Compare esto con el ejemplo anterior y podrá comprobar que un conmutador serie tiene una mejor relación *on-off*.

PROBLEMA PRÁCTICO 13.18 Repita el Ejemplo 13.18 utilizando para $V_{GS(\text{off})}$ un valor de -4 V.

Ejemplo 13.19

La onda cuadrada de la puerta de la Figura 13.30 tiene una frecuencia de 20 kHz. ¿Cuál es la frecuencia de la salida troceada? Si el MPF4858 tiene una R_{DS} de 50 Ω, ¿cuál es el valor de pico de la salida troceada?

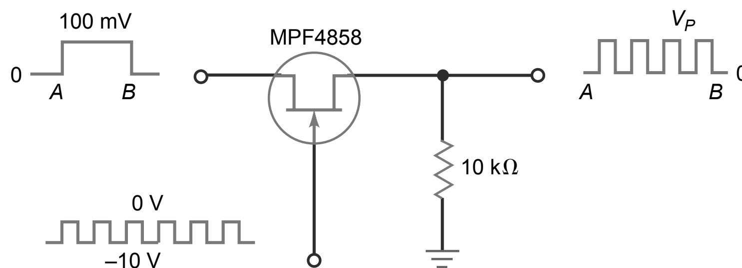


Figura 13.30 Ejemplo de troceador.

SOLUCIÓN La frecuencia de salida es la misma que la frecuencia de puerta o del troceador:

$$f_{out} = 20 \text{ kHz}$$

Dado que 50 Ω es mucho más pequeña que 10 kΩ, casi toda la tensión de entrada llega a la salida:

$$V_{pico} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 50\ \Omega}(100 \text{ mV}) = 99{,}5 \text{ mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 13.19 Utilizando la Figura 13.30 y un valor de R_{DS} de 100 Ω, determine el valor de salida de la salida troceada.

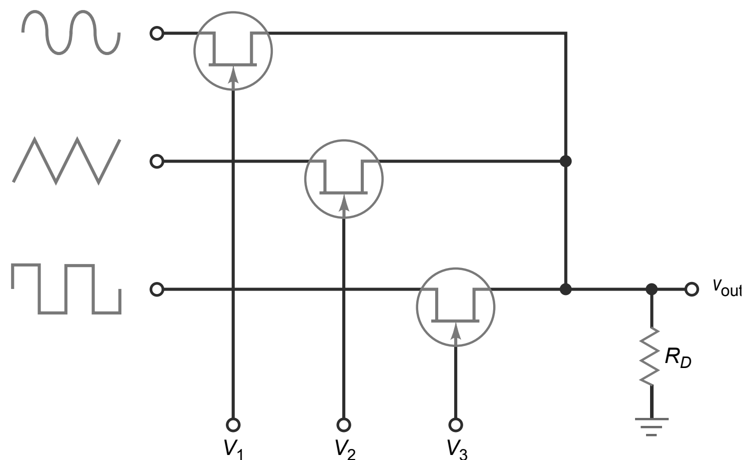
13.9 Otras aplicaciones del JFET

En la mayoría de las aplicaciones de amplificador, un JFET no puede competir con un transistor bipolar. Pero sus propiedades poco habituales le convierten en una de las mejores opciones en aplicaciones especiales. En esta sección, vamos a ver dichas aplicaciones donde el JFET presenta una clara ventaja sobre el transistor bipolar.

Multiplexación

Multiplexar quiere decir "muchos en uno". La Figura 13.31 muestra un *multiplexador,* un circuito que admite una o más señales de entrada y las pasa a la línea de salida. Cada JFET se comporta como un conmutador serie. Las

Figura 13.31 Multiplexador



señales de control (V_1, V_2 y V_3) hacen que los JFET conduzcan y se corten. Cuando una señal de control está a nivel alto, la señal de entrada correspondiente se transmite a la salida.

Por ejemplo, si V_1 es un nivel alto y las otras señales son un nivel bajo, la salida será una onda sinusoidal. Si V_2 es un nivel alto y las otras señales son un nivel bajo, la salida es una onda triangular. Cuando V_3 es un nivel alto, la salida será una onda cuadrada. Normalmente, sólo una de las señales de control estará a nivel a alto, lo que garantiza que sólo una de las señales de entrada pasará a la salida.

Amplificador troceador

Podemos construir un amplificador con acoplo directo quitando los condensadores de acoplo y desacoplo, y conectando la salida de cada etapa directamente a la entrada de la etapa siguiente. De esta forma, las tensiones continuas y alternas se acoplan. Los circuitos que pueden amplificar señales de continua se denominan *amplificadores de continua.* El inconveniente más destacable del acoplamiento directo es la *deriva,* un lento desplazamiento en la tensión continua de salida final debido a pequeñas variaciones de la tensión de alimentación, los parámetros del transistor y las variaciones de temperatura.

La Figura 13.32*a* muestra una forma de resolver el problema de la deriva debida al acoplamiento directo. En lugar de utilizar el acoplamiento directo, utilizamos un troceador JFET para convertir la tensión continua de entrada en una onda cuadrada. El valor de pico de esta señal es igual a V_{DC}. Puesto que la onda cuadrada es un señal alterna, podemos emplear un amplificador de alterna convencional, uno que contenga condensadores de acoplo y desacoplo. Entonces se podrán detectar los picos de la salida amplificada con el fin de recuperar una señal continua amplificada.

Figura 13.32 Amplificador troceador.

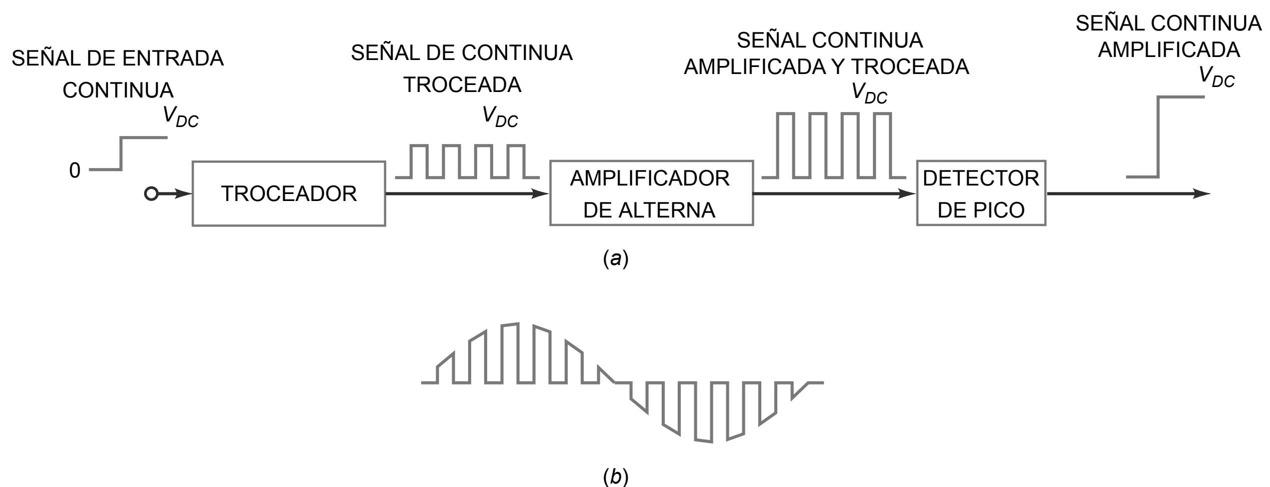


Figura 13.33 El amplificador separador aísla las etapas A y B.



Un amplificador troceador puede amplificar señales de baja frecuencia así como señales de continua. Si la entrada es una señal de baja frecuencia, a la salida se obtiene la forma de onda alterna troceada mostrada en la Figura 13.32*b*. Esta señal troceada puede ser amplificada mediante un amplificador de alterna. Entonces se pueden detectar los picos de esta señal amplificada para recuperar la señal de entrada original.

Amplificador separador

La Figura 13.33 muestra un amplificador separador, una etapa que aísla a la etapa que le precede de la que le sigue. Idealmente, un separador tendrá una alta impedancia de entrada. En este caso, casi toda la tensión de Thevenin de la etapa A aparece en la entrada del separador. El separador deberá tener una baja impedancia de salida, con el fin de garantizar de que toda la tensión de salida llegue a la entrada de la etapa B.

El seguidor de emisor es un excelente amplificador separador porque tiene una alta impedancia de entrada (del orden de megaohmios para bajas frecuencias) y una baja impedancia de salida (normalmente de unos pocos cientos de ohmios). La alta impedancia de entrada representa una pequeña car ga para la etapa A. La baja impedancia de salida permite al separador excitar a cargas grandes (resistencias de carga pequeñas).

Amplificador de bajo ruido

El *ruido* es cualquier perturbación no deseada superpuesta a la señal útil. El ruido interfiere con la información contenida en la señal. Por ejemplo, el ruido en los receptores de televisión produce pequeños puntos blancos o negros sobre la imagen. Un ruido severo puede echar a perder la imagen por completo. De manera similar , el ruido en los receptores de radio produce interferencias y silbidos que, en ocasiones, pueden llegar a enmascarar completamente la señal. El ruido es independiente de la señal porque existe incluso cuando no hay señal.

El JFET es un dispositivo de bajo ruido destacado porque produce mucho menos ruido que un transistor de unión bipolar. Es muy importante que las etapas iniciales de los receptores sean etapas de bajo ruido porque las últimas etapas amplifican el ruido junto con la señal. Si utilizamos un amplificador JFET al principio del circuito obtendremos un ruido menos amplificado en la salida final.

Otros circuitos que se emplean en las etapas finales de los receptores son los *mezcladores de frecuencia* y los *osciladores.* Un mezclador de frecuencia es un circuito que convierte una frecuencia alta en otra más baja. Un oscilador es un circuito que genera una señal alterna. Los JFET a menudo se emplean en amplificadores de VHF/UHF, mezcladores y osciladores. *VHF* (*very high frequencies*) hace referencia a frecuencias muy altas (de 30 a 300 MHz) y *UHF* (*ultra high frequency*) a frecuencias extremadamente altas (de 300 a 3000 MHz).

Resistencia controlada por tensión

Cuando un JFET trabaja en la región óhmica, normalmente $V_{GS} = 0$ para garantizar la saturación fuerte. Sin embargo, existe una excepción: un JFET puede trabajar en la región óhmica con valores de V_{GS} comprendidos entre 0 y $V_{GS(\text{off})}$. En este caso, el JFET puede comportarse como una *resistencia controlada por tensión.*

La Figura 13.34 muestra las curvas de salida de un 2N5951 cerca del origen con V_{DS} menor que 100 mV. En esta región, la baja resistencia de pequeña señal r_{ds} se define como la tensión de drenador dividida entre la corriente de drenador:

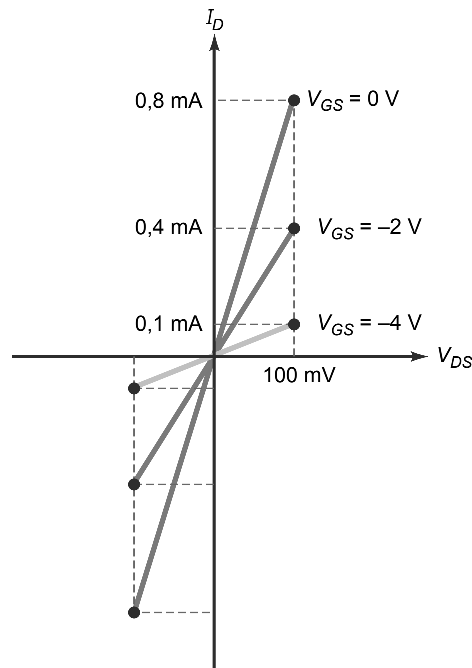
$$\boldsymbol{r_{ds} = \frac{V_{DS}}{I_D}} \qquad \textbf{(13.20)}$$

En la Figura 13.34, podemos ver que r_{ds} depende se la curva de V_{GS} que se emplee. Para $V_{GS} = 0$, r_{ds} es mínima y es igual a R_{DS}. A medida que V_{GS} se hace más negativa, r_{ds} aumenta y se hace mayor que R_{DS}.

Por ejemplo, cuando $V_{GS} = 0$ en la Figura 13.34, podemos calcular:

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0{,}8 \text{ mA}} = 125\ \Omega$$

Figura 13.34 La r_{ds} de pequeña señal está controlada por tensión.



Si $V_{GS} = -2$ V:

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0{,}4 \text{ mA}} = 250\ \Omega$$

Si $V_{GS} = -4$ V:

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0{,}1 \text{ mA}} = 1\ \text{k}\Omega$$

Esto quiere decir que un JFET se comporta como una resistencia controlada por tensión en la región óhmica.

Recuerde que un JFET es un dispositivo simétrico para bajas frecuencias, ya que cualquiera de los terminales puede actuar como fuente o como drenador, razón por la cual las curvas de salida de la Figura 13.34 se extienden a ambos lados del origen. Esto significa que un JFET puede utilizarse como una resistencia controlada por tensión para señales alternas pequeñas, normalmente aquellas que tienen un valor de pico a pico de menos de 200 mV. Cuando se emplea de esta manera, el JFET no necesita tensión continua de drenador procedente de la alimentación porque la señal de alterna proporciona la tensión de drenador.

La Figura 13.35*a* muestra un circuito conmutador paralelo donde el JFET se utiliza como resistencia controlada por tensión. Este circuito es idéntico al conmutador paralelo JFET visto anteriormente. La diferencia está en que la tensión de control V_{GS} no varía entre 0 y un valor negativo alto, sino que V_{GS} puede variar de forma continua; es decir, puede tomar cualquier valor entre 0 y $V_{GS(\text{off})}$. De esta forma, V_{GS} controla la resistencia del JFET, la cual cambia el valor de pico de la tensión de salida.

La Figura 13.35*b* es un circuito serie con un JFET utilizado como resistencia controlada por tensión. La idea básica es la misma: cuando V_{GS} varía, varía la resistencia en alterna del JFET, la cual hace que también varíe la tensión de pico de salida.

Anteriormente ya hemos calculado, para $V_{GS} = 0$ V, la resistencia de pequeña señal del 2N5951, que es:

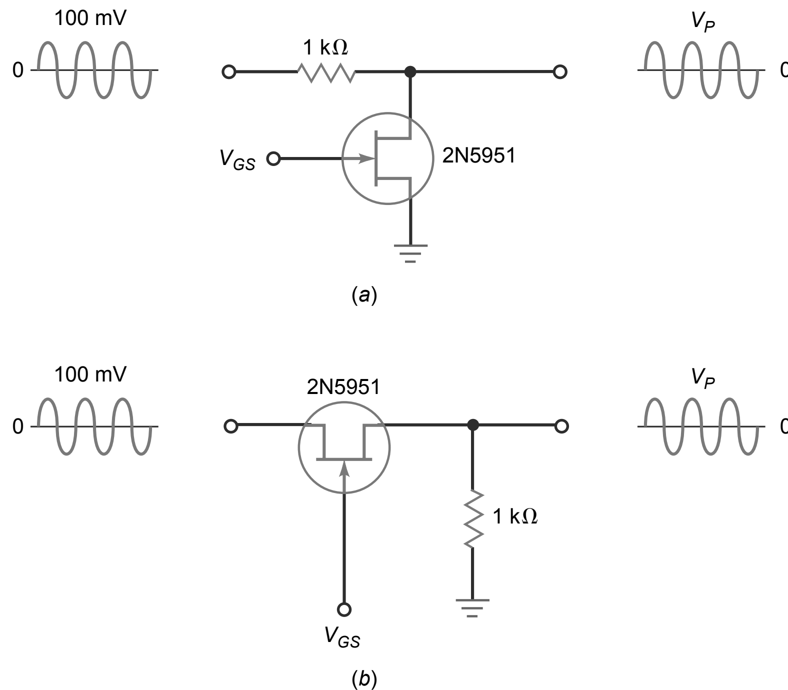
$$r_{ds} = 125\ \Omega$$

En la Figura 13.35*a*, esto implica que el divisor de tensión produce una tensión de pico de salida de:

$$V_p = \frac{25\ \Omega}{1{,}125\ \text{k}\Omega}(100 \text{ mV}) = 11{,}1 \text{ mV}$$

Si V_{GS} se cambia a -2 V, r_{ds} aumenta a 250 Ω, y la tensión de pico de salida aumenta a:

Figura 13.35 Ejemplo de una resistencia controlada por tensión.



$$V_p = \frac{250\ \Omega}{1{,}25\ \mathrm{k}\Omega}(100\ \mathrm{mV}) = 20\ \mathrm{mV}$$

Si se hace V_{GS} igual a -4 V, r_{ds} aumenta a 1 kΩ, y la tensión de pico de salida aumenta a:

$$V_p = \frac{1\ \mathrm{k}\Omega}{2\ \mathrm{k}\Omega}(100\ \mathrm{mV}) = 50\ \mathrm{mV}$$

Control automático de ganancia

Cuando un receptor pasa de estar sintonizando una emisora con una señal débil a sintonizar otra emisora que emite una señal fuerte, el altavoz producirá un estruendo a menos que el volumen se baje de forma inmediata. El volumen también puede variar debido a un desvanecimiento: una disminución de la intensidad de la señal debida a un cambio en el camino entre el transmisor y el receptor . Para evitar estos cambios de volumen indeseados, los receptores más modernos utilizar el **control automático de ganancia (CAG)**.

La Figura 13.36 ilustra la idea básica del CAG . Una señal de entrada v_{in} pasa a través de un JFET utilizado como resistencia controlada por tensión. La señal se amplifica para obtener la tensión de salida v_{out}. La señal de salida se realimenta a un detector de pico negativo. La salida de este detector proporciona entonces la señal V_{GS} para el JFET.

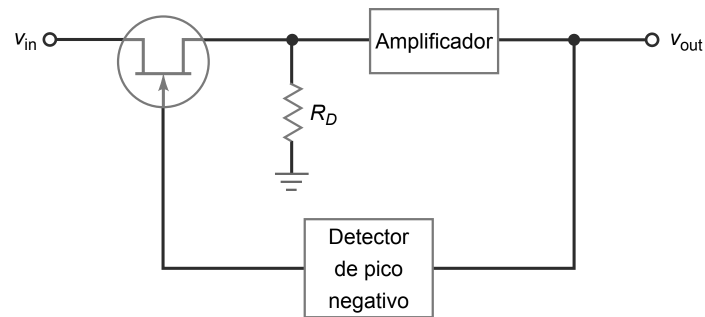
Si la señal de entrada aumenta de repente en una cantidad importante, la tensión de salida se incrementará. Esto significa que a la salida del detector de pico se obtendrá una tensión negativa grande. Dado que V_{GS} es más negativa, el JFET tendrá una resistencia óhmica mayor, la cual reduce la señal que hay que amplificar y hace que la señal de salida sea más pequeña.

Por otro lado, si la señal de entrada se atenúa, la tensión de salida disminuye y el detector de pico negativo producirá una salida más pequeña. Puesto que V_{GS} es menos negativa, el JFET transmitirá más tensión al amplificador, el cual producirá una tensión final más elevada. Por tanto, el efecto de cualquier variación repentina en la señal de entrada se compensa o al menos se reduce mediante el circuito de control de ganancia.

Otro ejemplo de CAG

Como hemos demostrado anteriormente, la g_m de un JFET disminuye cuando la tensión V_{GS} se hace más negativa. La ecuación que expresa esto es la siguiente:

Figura 13.36 Control automático de ganancia.



$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right)$$

Es una ecuación lineal. Cuando se representa en una gráfica, se obtiene la Figura 13.37*a*. En un JFET, g_m alcanza un valor máximo cuando $V_{GS} = 0$. Según V_{GS} se hace más negativo, el valor de g_m disminuye. Puesto que un amplificador en fuente común tiene una ganancia de tensión de:

$$A_v = g_m r_d$$

podemos controlar la ganancia de tensión controlando el valor de g_m.

La Figura 13.37*b* muestra cómo se hace esto. En la primera etapa del receptor se dispone de un amplificador JFET, que tiene una ganancia de tensión igual a $g_m r_d$. Las siguientes etapas amplifican la salida del JFET. Esta salida amplificada se aplica a un detector de pico negativo que genera una tensión V_{CAG}. Esta tensión negativa se aplica a la puerta del amplificador en fuente común.

Cuando el receptor pasa de sintonizar una emisora que emite una señal débil a otra que emite una señal fuerte, se obtiene un aumento de señal en el detector de pico y V_{CAG} se hace más negativa, reduciéndose la ganancia del amplificador JFET. Inversamente, si la señal se atenúa, se aplica menos tensión CAG a la puerta y la etapa JFET produce una señal de salida más grande.

Figura 13.37 CAG utilizado con un receptor.

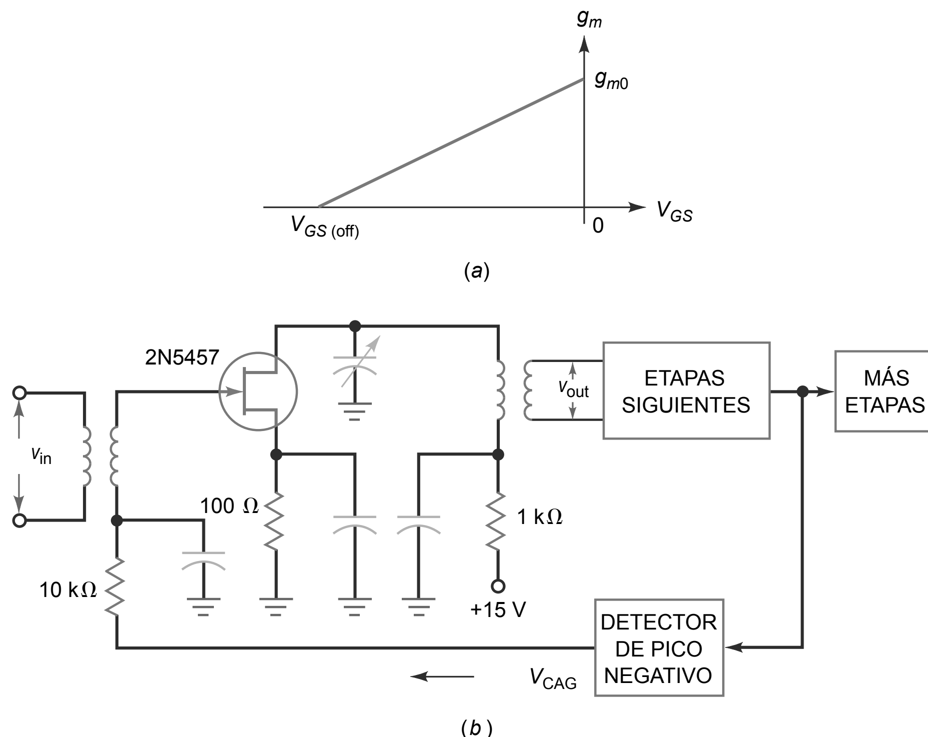
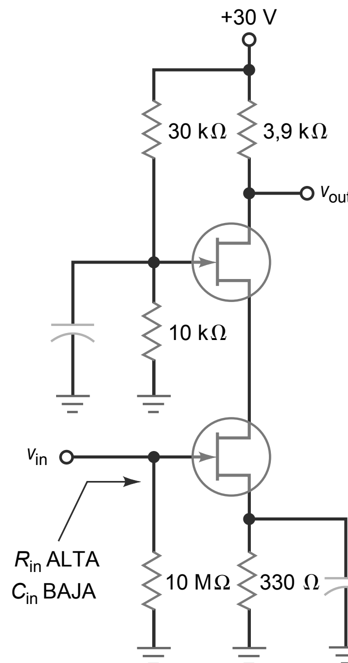


Figura 13.38 Amplificador cascodo.



El efecto global de un circuito de control automático de ganancia es el siguiente: la señal de salida final varía, pero no tanto como lo haría si no existiera dicho CAG. Por ejemplo, en algunos sistemas CAG un incremento del 100 por cien en la señal de entrada produce un incremento de menos del 1 por ciento en la señal de salida final.

Amplificador cascodo

La Figura 13.38 es un ejemplo de un amplificador cascodo. Se puede demostrar que la ganancia total de tensión de esta conexión de dos FET es:

$$A_v = g_m r_d$$

que es la misma ganancia de tensión que la de un amplificador seguidor de fuente.

La ventaja del circuito es su baja capacidad de entrada, lo cual es importante para señales deVHF y UHF. A frecuencias muy altas, la capacidad de entrada empieza a ser un factor limitador de la ganancia de tensión. En un amplificador cascodo, la baja capacidad de entrada permite al circuito amplificar frecuencias más altas que las que son posibles con un solo amplificador en fuente común. En el Capítulo 16 se analizará matemáticamente el efecto de la capacidad en el funcionamiento a altas frecuencias.

Fuente de corriente

Suponga que tiene una car ga que requiere una corriente constante. Una solución sería utilizar un JFET con la puerta cortocircuitada. La Figura 13.39 *a* muestra la idea básica. Si el punto *Q* se encuentra en la región activa, como se muestra en la Figura 13.39*b*, la corriente de carga es igual a I_{DSS}. Si la carga puede tolerar las variaciones de I_{DSS} cuando se sustituye el JFET, el circuito constituye una excelente solución.

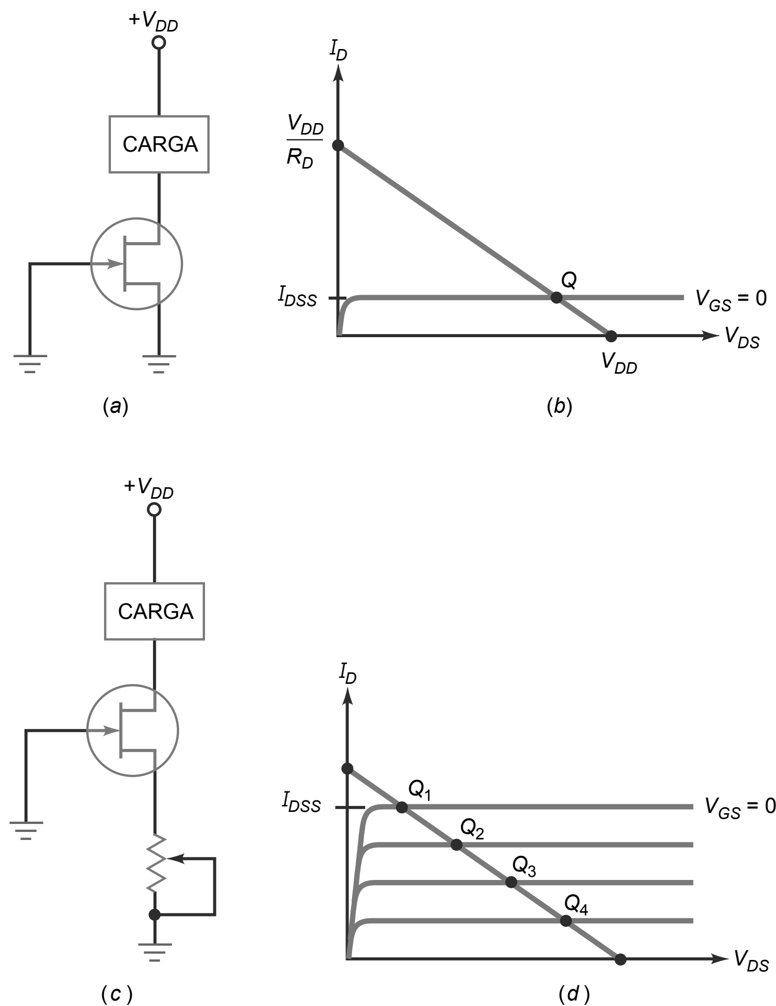
Por el contrario, si la corriente de carga constante tiene que tener un valor específico, podemos usar una resistencia de fuente ajustable, como se muestra en la Figura 13.39 *c*. La autopolarización producirá valores negativos de V_{GS}. Ajustando la resistencia, podemos configurar diferentes puntos *Q*, como se muestra en la Figura 13.39 *d*.

Utilizando transistores JFET como éste, es fácil generar una corriente de carga fija, que será constante incluso aunque la resistencia de carga varíe. En capítulos posteriores, veremos otras forma de generar corrientes de car ga fijas utilizando amplificadores operacionales.

Limitación de corriente

En lugar de comportarse como una fuente de corriente, un JFET también puede limitar la corriente. La Figura 13.40*a* muestra cómo hacerlo. En esta aplicación, el JFET opera en la región óhmica en lugar de en la región

Figura 13.39 JFET utilizado como fuente de corriente.



activa. Para garantizar el funcionamiento en la región óhmica, el diseñador selecciona valores para obtener la recta de carga en continua de la Figura 13.40 *b*. El punto *Q* normal se encuentra en la región óhmica y la corriente de carga normal es aproximadamente igual a V_{DD}/R_D.

Si se cortocircuita la carga, la recta de carga en continua se hace vertical. En este caso, el punto *Q* se desplaza a la nueva posición indicada en la Figura 13.40 *b*. Para este punto *Q*, la corriente queda limitada al valor de I_{DSS}. Sin embargo, normalmente, una carga cortocircuitada produce una corriente excesiva, pero con el JFET en serie con la carga, la corriente queda limitada a un valor seguro.

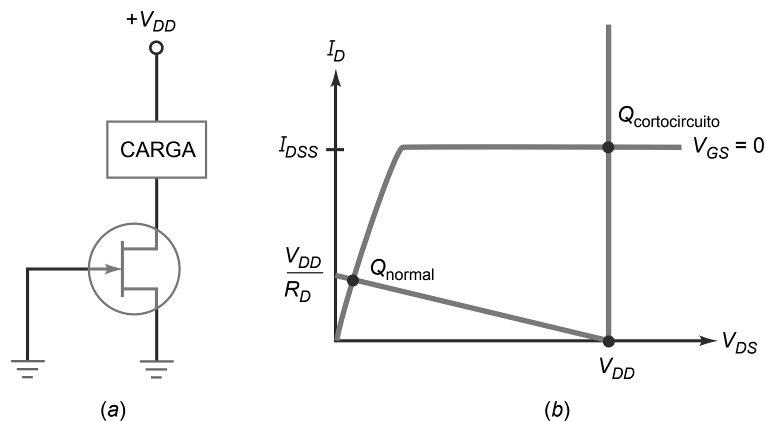
Conclusión

Fíjese en la Tabla-resumen 13.3; algunos de los términos le resultarán nuevos y los veremos en capítulos posteriores. El separador JFET presenta la ventaja de tener una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida. Por esto, el JFET resulta ser una opción habitual como primera etapa en voltímetros, osciloscopios y otros equipos similares en los que se precisa una alta resistencia de entrada (10 MΩ o más). Por ejemplo, la resistencia de entrada en la puerta de un JFET es mayor que 100 MΩ.

Cuando se emplea un JFET como amplificador de pequeña señal, su tensión de salida está relacionada linealmente con la tensión de entrada, porque sólo se utiliza una pequeña parte de la curva de transconductancia. En las primeras etapas de los receptores de televisión y de radio, las señales son pequeñas; por tanto, los JFET a menudo se utilizan como amplificadores de RF.

Sin embargo, con señales grandes, se utiliza más parte de la curva de transconductancia, lo que da como resultado una distorsión que sigue la ley cuadrática. Esta distorsión no lineal no es deseable en un amplificador, pero, en un mezclador de frecuencias resulta una gran ventaja. Por esta razón, resulta preferible el JFET al transistor de unión bipolar en las aplicaciones de mezcla de FM y televisión.

Figura 13.40 El JFET limita la corriente si se cortocircuita la carga.



Como se indica en la Tabla-resumen 13.3, los JFET también son útiles en los amplificadores CAG, amplificadores cascodo, troceadores, resistencias controladas por tensión, amplificadores de audio y osciladores.

Tabla-resumen 13.3 Aplicaciones del FET

Aplicación	Ventaja principal	Usos
Separador	z_{in}, alta, z_{out} baja	Equipos de medida de propósito general, receptores
Amplificador de RF	Bajo ruido	Sintonizadores de FM, equipos de comunicaciones
Mezclador de RF	Baja distorsión	Receptores de FM y de televisión, equipos de comunicaciones
Amplificador CAG	Control de ganancia fácil	Receptores, generadores de señal
Amplificador cascodo	Baja capacidad de entrada	Instrumentos de prueba, equipos de pruebas
Amplificador troceador	No hay deriva	Amplificadores de continua, sistemas de control guiados
Resistencia variable	Controlada por tensión	Amplificadores operacionales, control de tono en órganos
Amplificador de audio	Condensadores de acoplo pequeños	Audífonos, transductores inductivos
Oscilador de RF	Mínima deriva de frecuencia	Estándares de frecuencia, receptores

13.10 Lectura de las hojas de características

Las hojas de característica del JFET son similares a las de un transistor de unión bipolar. Especifican los valores máximos, las características de continua, las características de alterna, datos mecánicos, etc. Como siempre, un buen lugar por el que comenzar son los valores máximos, ya que son los que establecen las limitaciones de las corrientes, tensiones y otras magnitudes del JFET.

Valores de disrupción

Como se muestra en la Figura 13.41, la hoja de características del MPF102 proporciona estos valores máximos:

V_{DS} 25 V
V_{GS} −25 V
P_D 350 mW

Figura 13.41 Hoja de características de un MPF102.

ON Semiconductor™

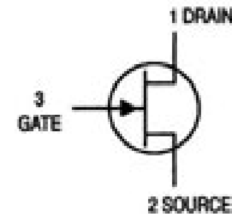


JFET VHF Amplifier
N–Channel – Depletion

MPF102



CASE 29–11, STYLE 5
TO–92 (TO–226AA)



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc
Drain–Gate Voltage	V_{DG}	25	Vdc
Gate–Source Voltage	V_{GS}	–25	Vdc
Gate Current	I_G	10	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	–65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Gate–Source Breakdown Voltage (I_G = –10 μAdc, V_{DS} = 0)	$V_{(BR)GSS}$	–25	–	Vdc
Gate Reverse Current (V_{GS} = –15 Vdc, V_{DS} = 0) (V_{GS} = –15 Vdc, V_{DS} = 0, T_A = 100°C)	I_{GSS}	 – –	 –2.0 –2.0	 nAdc μAdc
Gate–Source Cutoff Voltage (V_{DS} = 15 Vdc, I_D = 2.0 nAdc)	$V_{GS(off)}$	–	–8.0	Vdc
Gate–Source Voltage (V_{DS} = 15 Vdc, I_D = 0.2 mAdc)	V_{GS}	–0.5	–7.5	Vdc
ON CHARACTERISTICS				
Zero–Gate–Voltage Drain Current(1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0 Vdc)	I_{DSS}	2.0	20	mAdc
SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS				
Forward Transfer Admittance(1) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 kHz) (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$\|y_{fs}\|$	 2000 1600	 7500 –	μmhos
Input Admittance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$Re(y_{is})$	–	800	μmhos
Output Conductance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 100 MHz)	$Re(y_{os})$	–	200	μmhos
Input Capacitance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C_{iss}	–	7.0	pF
Reverse Transfer Capacitance (V_{DS} = 15 Vdc, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C_{rss}	–	3.0	pF

1. Pulse Test; Pulse Width ≤ 630 ms, Duty Cycle ≤ 10%.

Como siempre, un diseño conservador incluirá un factor de seguridad para todos estos valores máximos.

Como se ha explicado anteriormente, el factor de ajuste indica cuánto habrá que reducir la disipación de potencia máxima del dispositivo. El factor de ajuste de un MPF102 es 2,8 mW/°C, lo que significa que habrá que reducir la potencia máxima 2,8 mW por cada grado que suba la temperatura por encima de 25°C.

I_{DSS} y $V_{GS(off)}$

Dos datos importantes contenidos en la hoja de características de un dispositivo en modo deplexión son la corriente máxima de drenador y la tensión de corte puerta-fuente. Estos valores pueden encontrarse en la hoja de características del MPF102:

Símbolo	Mínimo	Máximo
$V_{GS(off)}$	—	−8 V
I_{DSS}	2 mA	20 mA

Observe el intervalo de variación 10:1 de I_{DSS}. Este amplio intervalo es una de las razones que permite utilizar la aproximación ideal en un análisis preliminar de circuitos con transistores JFET. Otra razón para emplear dicha aproximación es que, a menudo, las hojas de características omiten valores, por lo que no se suele tener idea de cuáles son los valores de ciertas magnitudes. En el caso del MPF102, el valor mínimo de $V_{GS(off)}$ no aparece especificado en la hoja de características.

Otra importante característica estática de un JFET es I_{GSS}, que es la corriente de puerta cuando la unión puerta-fuente está polarizada en inversa. Este valor de corriente nos permite determinar la resistencia de entrada en continua del JFET. Como se muestra en la hoja de características, un MPF102 tiene un valor de I_{GSS} igual a 2 nA cuando $V_{GS} = -15$ V. Para estas condiciones, la resistencia de puerta-fuente es $R = 15 \text{ V}/2 \text{ nA} = 7500 \text{ M}\Omega$.

Tabla de transistores JFET

La Tabla 13.1 muestra los valores para diferentes transistores JFET . Los datos aparecen en orden ascendente de g_{m0}. La hoja de características de estos JFET reflejan que algunos están optimizados para utilizarse en frecuencias de audio y otros para frecuencias de RF. Los tres últimos JFET están optimizados para aplicaciones de conmutación.

Los JFET son dispositivos de pequeña señal porque su disipación de potencia normalmente es del orden de un vatio o menor. En aplicaciones de audio, los JFET se emplean frecuentemente como seguidores de fuente. En las aplicaciones de RF, se emplean como amplificadores de VHF/UHF, mezcladores y osciladores. En aplicaciones de conmutación, se usan normalmente como conmutadores analógicos.

Tabla 13.1 Transistores JFET

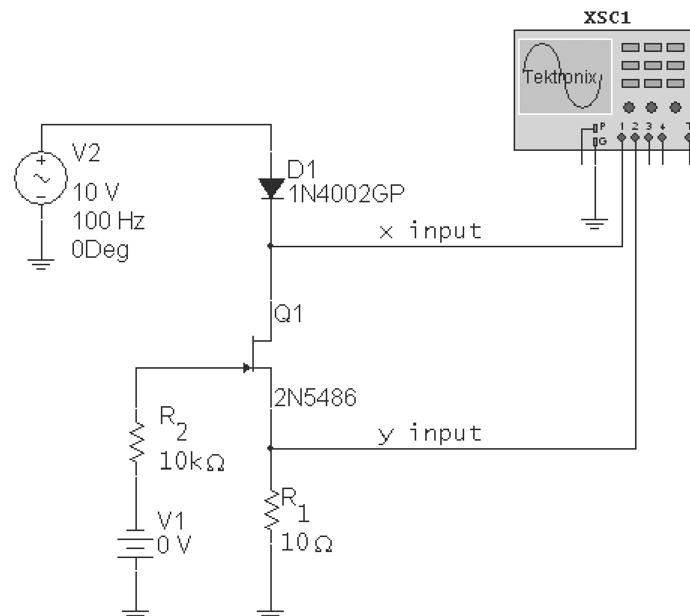
Dispositivo	$V_{GS(off)}$, V	I_{DSS}, mA	g_{m0}, μS	R_{DS}, Ω	Aplicación
J202	−4	4,5	2.250	888	Audio
2N5668	−4	5	2.500	800	RF
MPF3822	−6	10	3.333	600	Audio
2N5459	−8	16	4.000	500	Audio
MPF102	−8	20	5.000	400	RF
J309	−4	30	15.000	133	RF
BF246B	−14	140	20.000	100	Conmutación
MPF4857	−6	100	33.000	60	Conmutación
MPF4858	−4	80	40.000	50	Conmutación

13.11 Cómo probar un JFET

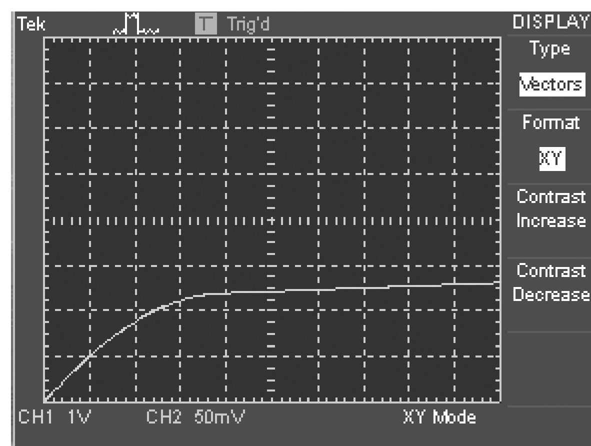
La hoja de características del MPF102 especifica una corriente máxima de puerta I_G de 10 mA, que es la máxima corriente en directa puerta-fuente o puerta-drenador que el JFET puede manejar, y que se produce si la región de puerta y la unión *pn* del canal se polarizan en directa. Si está probando un JFETcon un óhmetro o un multímetro digital en el rango de pruebas del diodo, asegúrese de que el medidor no produce una corriente de puerta excesiva. Muchos voltímetros analógicos proporcionan, aproximadamente, 100 mA en el rango R × 1. Generalmente, el rango R × 100 produce una corriente de 1–2 mA. La mayor parte de los multímetros digitales proporcionan una salida constante de 1–2 mA de corriente cuando trabajan en el rango de pruebas del diodo. De esta forma, puede garantizarse la seguridad de las pruebas de las uniones *pn* puerta-fuente y puerta-drenador del JFET. Para probar la resistencia del canal drenador-fuente del JFET, conecte el terminal de puerta al terminal de fuente, ya que de lo contrario obtendrá medidas erráticas debido al campo eléctrico generado en el canal.

Si se dispone de un trazador de curvas de semiconductor , el JFET puede probarse visualizando sus curvas de salida. También puede emplearse un sencillo circuito de pruebas, como el mostrado en la Figura 13.42 *a*, para visualizar una curva de salida en un determinado instante. Con la capacidad de visualización en los ejes *x*-*y* de la mayoría de los osciloscopios,podremos ver una curva de salida similar a la de la Figura 13.42 *b*. Variando la tensión de polarización inversa V_1, podemos determinar los valores aproximados de I_{DSS} y $V_{GS(\text{off})}$.

Figura 13.42 (*a*) Circuito de prueba de un JFET. (*b*) Curva de salida.



(*a*)



(*b*)

Por ejemplo, como se muestra en la Figura 13.42*a*, la entrada y el osciloscopio se conectan en paralelo con una resistencia de fuente de 10Ω. Con la entrada vertical del osciloscopio fijada en 50 mV/división, se obtiene una medida vertical de la corriente de drenador de:

$$I_D = \frac{50 \text{ mV/div.}}{10\ \Omega} = 5 \text{ mA}/div$$

Con V_1 ajustado a 0 V, el valor de I_D resultante (I_{DSS}) es aproximadamente igual a 12 mA. $V_{GS(\text{off})}$ puede hallarse aumentando V_1 hasta que I_D sea cero.

Resumen

SEC. 13.1 IDEAS BÁSICAS

El JFET (*junction* FET, FET de unión) tiene una fuente, una puerta y un drenador. El JFET está formado por dos diodos: el diodo de puerta-fuente y el diodo de puerta-drenador. En funcionamiento normal, el diodo de puerta-fuente está polarizado en inversa. Por tanto, la tensión de puerta controla la corriente de drenador.

SEC. 13.2 CURVAS DE DRENADOR

La corriente máxima de drenador se produce cuando la tensión puerta-fuente es cero. La tensión de estrangulamiento separa las regiones óhmica y activa para $V_{GS} = 0$. La tensión de corte puerta-fuente tiene el mismo módulo que la tensión de estrangulamiento. $V_{GS(\text{off})}$ pone en corte al JFET.

SEC. 13.3 CURVA DE TRANSCONDUCTANCIA

Se trata de la gráfica de la corriente de drenador en función de la tensión puerta-fuente. La corriente de drenador aumenta más rápidamente cuando V_{GS} se aproxima a cero. Dado que la ecuación para la corriente de drenador contiene un término al cuadrado, los JFET se denominan en ocasiones *dispositivos de ley cuadrática.* La curva de transconductancia muestra que I_D es igual a un cuarto de la corriente máxima cuando V_{GS} es igual a la mitad del valor de la tensión de corte.

SEC. 13.4 POLARIZACIÓN EN LA REGIÓN ÓHMICA

La polarización de puerta se utiliza para polarizar un JFET en la región óhmica. Cuando un JFET opera en la región óhmica es equivalente a una resistencia pequeña R_{DS}. Para garantizar el funcionamiento en la región óhmica, el JFET debe operar en saturación fuerte, lo que ocurre cuando $V_{GS} = 0$ e $I_{D(\text{sat})} \ll I_{DSS}$.

SEC. 13.5 POLARIZACIÓN EN LA REGIÓN ACTIVA

Cuando la tensión de puerta es mucho mayor que V_{GS}, la polarización mediante divisor de tensión puede fijar un punto *Q* estable en la región activa. Si se dispone de tensiones de alimentación positiva y negativa, puede emplearse un circuito de polarización de fuente con dos alimentaciones para anular las variaciones de V_{GS} y configurar un punto *Q* estable. Si las tensiones de alimentación no son muy altas, puede emplearse la polarización de fuente para obtener un punto *Q* estable. La autopolarización sólo se utiliza con amplificadores de pequeña señal, ya que el punto *Q* es menos estable que con otros métodos de polarización.

SEC. 13.6 TRANSCONDUCTANCIA

La transconductancia g_m nos indica cómo de efectiva es la tensión de puerta controlando la corriente de drenador. La magnitud g_m es la pendiente de la curva de transconductancia, la cual aumenta cuando V_{GS} se aproxima a cero. Las hojas de características pueden especificar g_{fs} y unidades de siemens, que son equivalentes a g_m y mhos, respectivamente.

SEC. 13.7 AMPLIFICADORES JFET

Un amplificador en fuente común tiene una ganancia de tensión igual a $g_m r_d$ y genera una señal de salida invertida. Uno de los usos más importantes de un amplificador JFET es el seguidor de fuente, el cual se emplea con frecuencia en las primeras etapas de los dispositivos por su alta resistencia de entrada.

SEC. 13.8 CONMUTADOR ANALÓGICO JFET

En esta aplicación, el JFET actúa como un conmutador que deja pasar o bloquea una señal alterna pequeña. Para conseguir este tipo de comportamiento, el JFET se polariza en saturación fuerte o corte, dependiendo de si V_{GS} está a nivel alto o nivel bajo. Existen conmutadores paralelo y serie JFET. Los de tipo serie presentan una relación *on-off* más alta.

SEC. 13.9 OTRAS APLICACIONES DEL JFET

Los JFET se utilizan en multiplexores (región óhmica), amplificadores troceadores (región óhmica), amplificadores separadores (región activa), resistencias controladas por tensión (región óhmica), circuitos de control automático de ganancia, CAG (región óhmica), amplificadores cascodo (región activa), fuentes de corriente (región activa) y limitadores de corriente (regiones óhmica y activa).

SEC. 13.10 LECTURA DE LAS HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

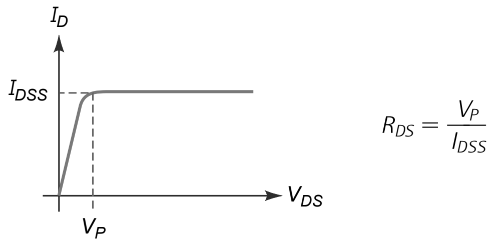
Los JFET son fundamentalmente dispositivos de pequeña señal porque la mayoría de ellos sólo pueden manejar potencias menores de 1 W. Cuando vaya a leer una hoja de características, consulte en primer lugar los valores máximos de los parámetros. En ocasiones, las hojas de características omiten el valor mínimo de $V_{GS(\text{off})}$ o de otros datos. El amplio intervalo de los parámetros del JFET justifica el uso de aproximaciones ideales en los análisis preliminares y durante la localización de averías.

SEC. 13.11 CÓMO PROBAR UN JFET

Los JFET pueden probarse utilizando un óhmetro o un multímetro digital en el rango de prueba de diodos. Debe tener cuidado de no exceder los limites de corriente del JFET. Pueden emplearse trazadores de curvas y circuitos para visualizar la característica dinámica de un JFET.

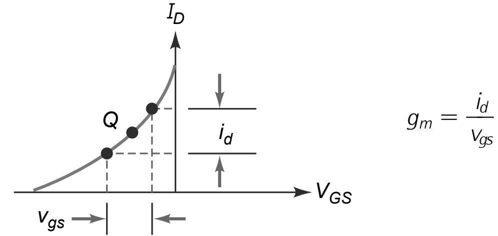
Definiciones

(13.1) Resistencia óhmica en estrangulamiento:



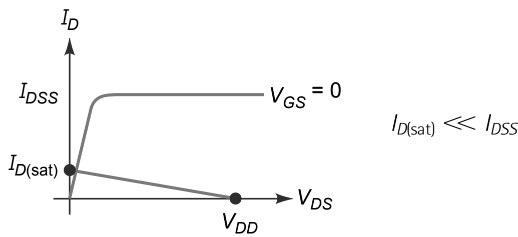
$$R_{DS} = \frac{V_P}{I_{DSS}}$$

(13.13) Transconductancia:



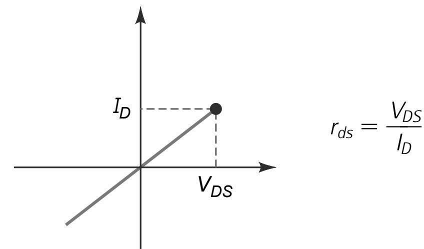
$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}}$$

(13.5) Saturación fuerte:



$$I_{D(\text{sat})} \ll I_{DSS}$$

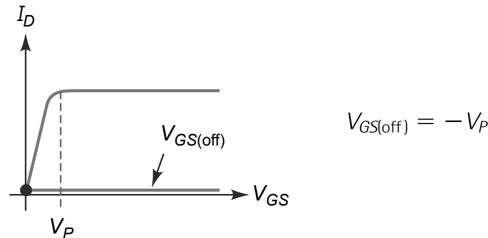
(13.19) Resistencia óhmica cerca del origen:



$$r_{ds} = \frac{V_{DS}}{I_D}$$

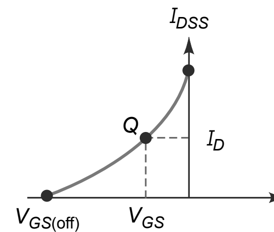
Derivaciones

(13.2) Tensión de corte puerta-fuente:



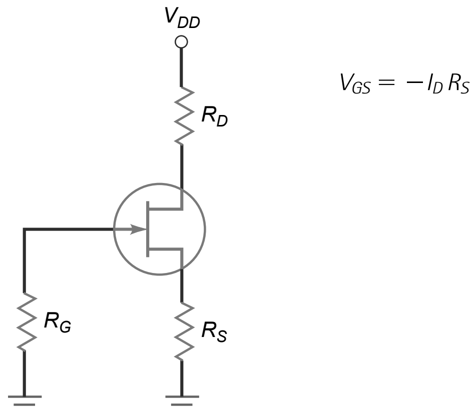
$$V_{GS(\text{off})} = -V_P$$

(13.3) Corriente de drenador:



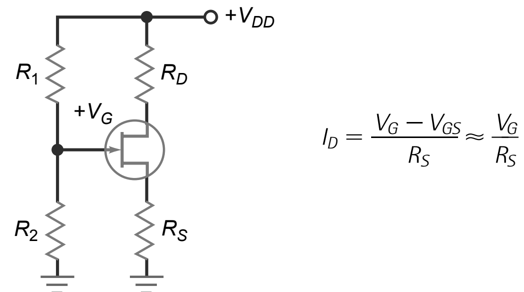
$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right)^2$$

(13.7) Autopolarización:



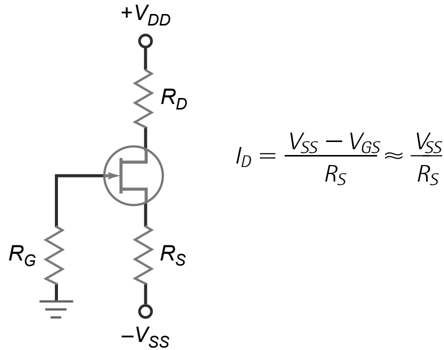
$$V_{GS} = -I_D R_S$$

(13.10) Polarización mediante divisor de tensión:



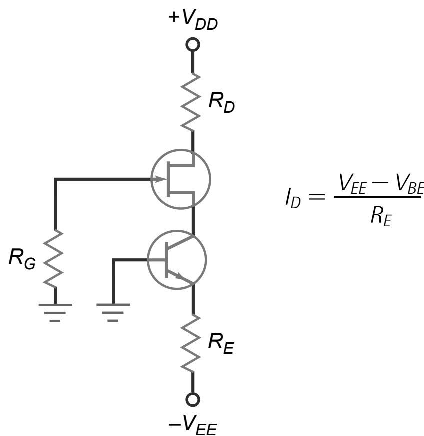
$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_G}{R_S}$$

(13.12) Polarización de fuente:



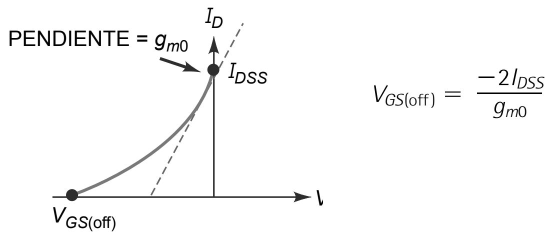
$$I_D = \frac{V_{SS} - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_{SS}}{R_S}$$

(13.13) Polarización por fuente de corriente:



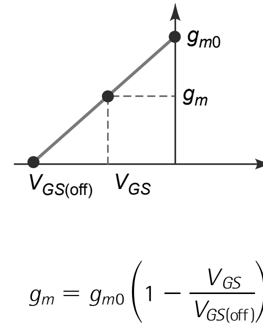
$$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

(13-15) Tensión de corte de puerta:



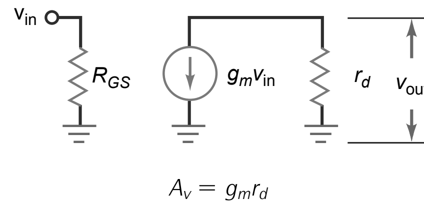
$$V_{GS(off)} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{m0}}$$

(13-16) Transconductancia:



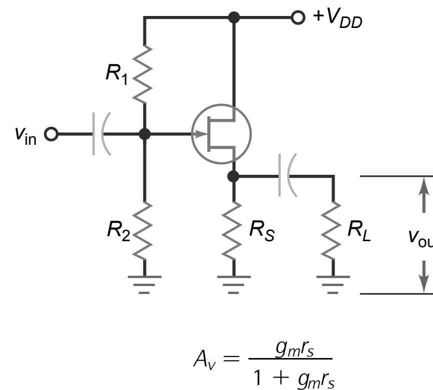
$$g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)$$

(13.17) Ganancia de tensión en fuente común:



$$A_v = g_m r_d$$

(13.18) Seguidor de fuente:



$$A_v = \frac{g_m r_s}{1 + g_m r_s}$$

Cuestiones

1. Un JFET

a. es un dispositivo controlado por tensión
b. es un dispositivo controlado por corriente
c. tiene una resistencia de entrada baja
d. tiene una ganancia de tensión muy alta

2. Un transistor unipolar utiliza

a. electrones libres y huecos
b. sólo electrones libres
c. sólo huecos
d. unos u otros, pero no ambos

3. La impedancia de entrada de un JFET

a. tiende a cero
b. tiende a uno
c. tiende a infinito
d. es imposible de predecir

4. La puerta controla

a. la anchura del canal
b. la corriente de drenador
c. la tensión de puerta
d. Todas las anteriores

5. El diodo puerta-fuente de un JFET tiene que

a. polarizarse en directa
b. polarizarse en inversa
c. polarizarse en directa o en inversa
d. Ninguna de las anteriores

6. Comparado con un transistor de unión bipolar, el JFET tiene una mayor

a. ganancia de tensión
b. resistencia de entrada
c. tensión de alimentación
d. corriente

7. La tensión de estrangulamiento tiene el mismo módulo que la
a. tensión de puerta
b. tensión drenador-fuente
c. tensión puerta-fuente
d. tensión de corte puerta-fuente

8. Cuando la corriente de saturación de drenador es menor que I_{DSS}, un JFET se comporta como
a. un transistor de unión bipolar
b. una fuente de corriente
c. una resistencia
d. una batería

9. R_{DS} es igual a la tensión de estrangulamiento dividida entre
a. la corriente de drenador
b. la corriente de puerta
c. la corriente ideal de drenador
d. la corriente de drenador cuando la tensión de puerta es cero

10. La curva de transconductancia es
a. lineal
b. similar a la gráfica de una resistencia
c. no lineal
d. como una sola curva de drenador

11. La transconductancia aumenta cuando la corriente de drenador se aproxima a
a. 0
b. $I_{D(sat)}$
c. I_{DSS}
d. I_S

12. Un amplificador en fuente común tiene una ganancia de tensión igual a
a. $g_m r_d$
b. $g_m r_s$
c. $g_m r_s/(1 + g_m r_s)$
d. $g_m r_d/(1 + g_m r_d)$

13. Un seguidor de fuente tiene una ganancia de tensión igual a
a. $g_m r_d$
b. $g_m r_s$
c. $g_m r_s/(1 + g_m r_s)$
d. $g_m r_d/(1 + g_m r_d)$

14. Cuando la señal de entrada es grande, un seguidor de fuente tiene
a. una ganancia de tensión menor que 1
b. cierta distorsión
c. una alta resistencia de entrada
d. Todas las anteriores

15. La señal de entrada utilizada con un conmutador analógico JFET tiene que ser
a. pequeña
b. grande
c. una onda cuadrada
d. troceada

16. Un amplificador cascodo presenta la ventaja de tener
a. una ganancia de tensión grande
b. una capacidad de entrada grande
c. una impedancia de entrada baja
d. g_m muy alta

17. VHF cubre frecuencias desde
a. 300 kHz a 3 MHz
b. 3 a 30 MHz
c. 30 a 300 MHz
d. 300 MHz a 3 GHz

18. Cuando un JFET está cortado, las zonas de deplexión
a. se alejan
b. se aproximan
c. se tocan
d. conducen

19. Cuando la tensión de puerta se hace más negativa en un JFET de canal *n*, el canal entre las zonas de deplexión
a. se estrecha
b. se expande
c. conduce
d. deja de conducir

20. Si un JFET tiene I_{DSS} = 8 mA y V_P = 4 V, entonces R_{DS} es igual a
a. 200 Ω
b. 320 Ω
c. 500 Ω
d. 5 kΩ

21. La forma más fácil de polarizar un JFET en la región óhmica es con
a. polarización mediante divisor de tensión
b. autopolarización
c. polarización de puerta
d. polarización de fuente

22. La autopolarización produce
a. realimentación positiva
b. realimentación negativa
c. realimentación directa
d. realimentación inversa

23. Para obtener una tensión puerta-fuente negativa en un circuito JFET autopolarizado, hay que tener
a. un divisor de tensión
b. una resistencia de fuente
c. tierra
d. una tensión de alimentación de puerta negativa

24. La transconductancia se mide en
a. ohmios
b. amperios
c. voltios
d. mhos o siemens

25. La transconductancia indica cómo de efectivamente la tensión de entrada controla
a. la ganancia de tensión
b. la resistencia de entrada
c. la tensión de alimentación
d. la corriente de salida

Problemas

SEC. 13.1 IDEAS BÁSICAS

13.1 Un 2N5458 tiene una corriente de puerta de 1 nA cuando la tensión inversa es −15 V. ¿Cuál es la resistencia de entrada de la puerta?

13.2 Un 2N5640 tiene una corriente de puerta de 1 μA cuando la tensión inversa es −20 V y la temperatura ambiente es 100°C. ¿Cuál es la resistencia de entrada de la puerta?

SEC. 13.2 CURVAS DE DRENADOR

13.3 Un JFET tiene I_{DSS} = 20 mA y V_P = 4 V. ¿Cuál es la corriente máxima de drenador? ¿Y la tensión de corte puerta-fuente? ¿Y el valor de R_{DS}?

13.4 Un 2N5555 tiene I_{DSS} = 16 mA y $V_{GS(off)}$ = −2 V. ¿Cuál es la tensión de estrangulamiento de este JFET? ¿Cuál es la resistencia de drenador-fuente R_{DS}?

13.5 Un 2N5457 tiene $I_{DSS} = 1$ a 5 mA y $V_{GS(off)} = -0{,}5$ a -6 V. ¿Cuáles son los valores mínimo y máximo de R_{DS}?

SEC. 13.3 LA CURVA DE TRANSCONDUCTANCIA

13.6 Un 2N5462 tiene $I_{DSS} = 16$ mA y $V_{GS(off)} = -6$ V. ¿Cuál es el valor de la tensión de puerta y la corriente de drenador en el punto de corte mitad?

13.7 Un 2N5670 tiene $I_{DSS} = 10$ mA y $V_{GS(off)} = -4$ V. ¿Cuál es el valor de la tensión de puerta y de la corriente de drenador en el punto de corte mitad?

13.8 Si un 2N5486 tiene $I_{DSS} = 14$ mA y $V_{GS(off)} = -4$ V, ¿cuál es el valor de la corriente de drenador cuando $V_{GS} = -1$ V? ¿Y si $V_{GS} = -3$ V?

SEC. 13.4 POLARIZACIÓN EN LA REGIÓN ÓHMICA

13.9 ¿Cuál es la corriente de saturación de drenador en el circuito de la Figura 13.43*a*? ¿Y la tensión de drenador?

13.10 Si la resistencia de 10 kΩ de la Figura 13.43*a* se aumenta a 20 kΩ, ¿cuál será la tensión de drenador?

13.11 ¿Cuál es la tensión de drenador en la Figura 13.43*b*?

13.12 Si la resistencia de 20 kΩ del circuito de la Figura 13.43*b* se disminuye a 10 kΩ, ¿cuál será la corriente de saturación de drenador? ¿Y la tensión de drenador?

SEC. 13.5 POLARIZACIÓN EN LA REGIÓN ACTIVA

En los Problemas 13.13 hasta 13.20, utilice el análisis preliminar.

13.13 ¿Cuál es la tensión de drenador ideal en el circuito de la Figura 13.44*a*?

13.14 Dibujar la recta de carga en continua y el punto *Q* para el circuito de la Figura 13.44*a*.

13.15 ¿Cuál es la tensión de drenador ideal en el circuito de la Figura 13.44*b*?

13.16 Si la resistencia de 18 kΩ de la Figura 13.44*b* se cambia a 30 kΩ, ¿cuál será la tensión de drenador?

13.17 En la Figura 13.45*a*, ¿cuál es la corriente de drenador? ¿Y la tensión de drenador?

13.18 Si la resistencia de 7,5 kΩ del circuito de la Figura 13.45*a* se cambia a 4,7 kΩ, ¿cuál es la corriente de drenador? ¿Y la tensión de drenador?

13.19 En el circuito de la Figura 13.45*b*, la corriente de drenador es 1,5 mA. ¿A qué es igual V_{GS}? ¿Y V_{DS}?

Figura 13.43

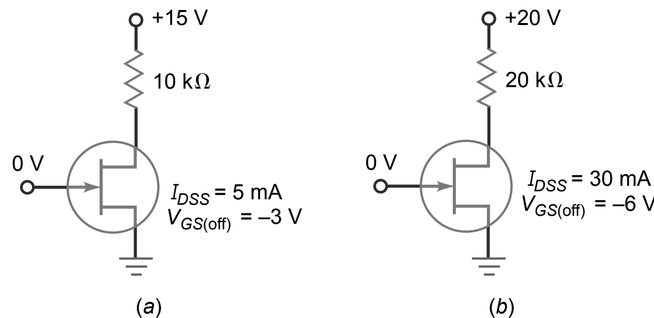


Figura 13.44

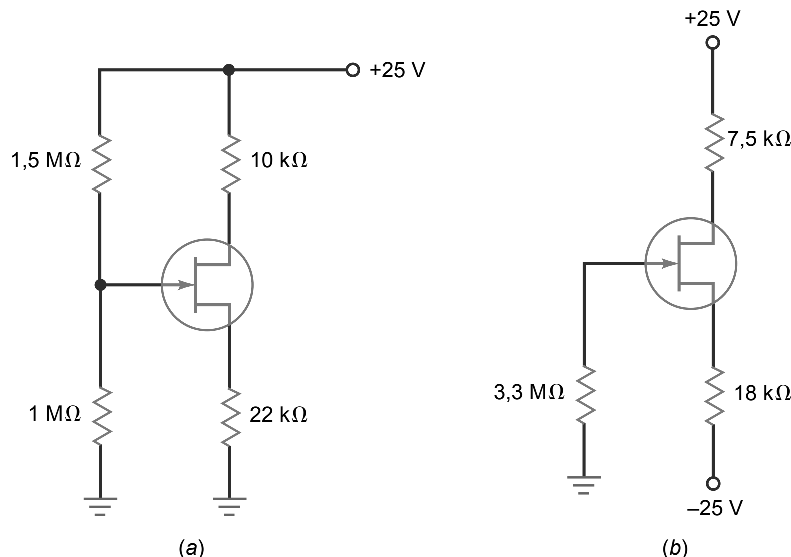
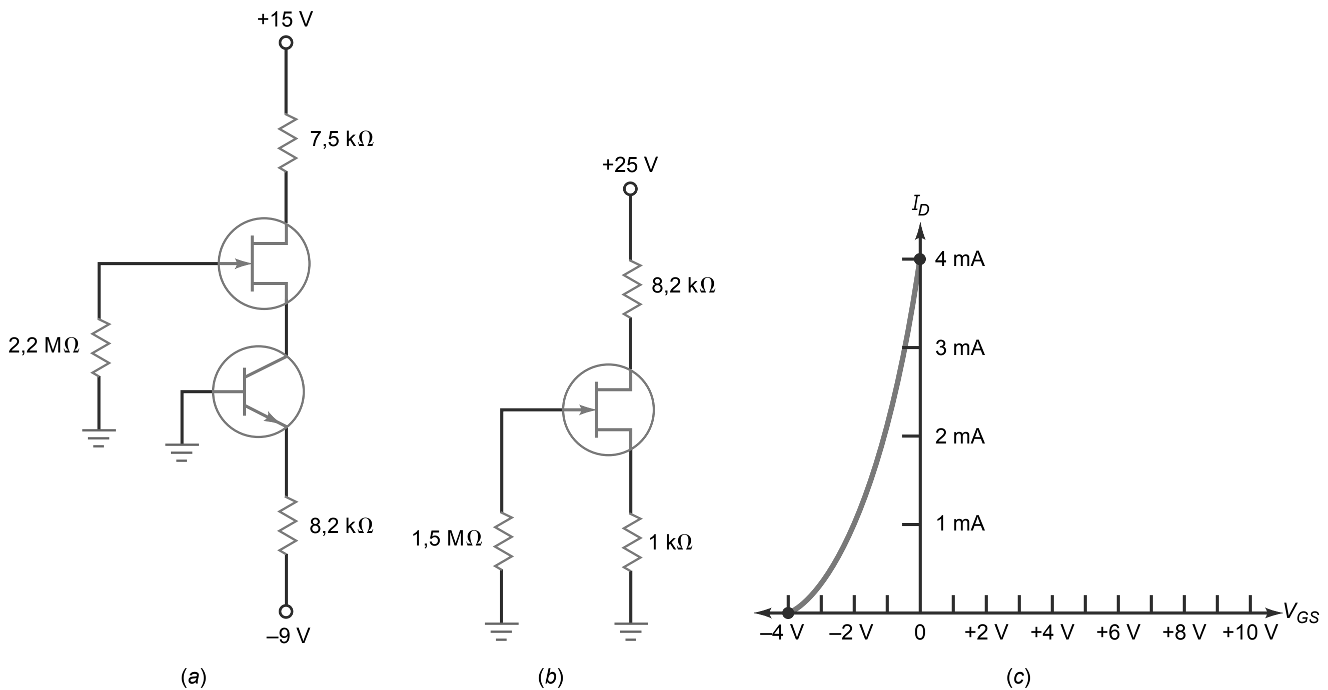


Figura 13.45



(*a*) (*b*) (*c*)

13.20 La tensión en la resistencia de 1KΩ del circuito de la Figura 13.45*b* es 1,5 V. ¿Cuál es la tensión entre el drenador y tierra?

Para los Problemas 13.21 hasta 13.24, utilice la gráfica de la Figura 13.45*c* y métodos gráficos para obtener las respuestas. .

13.21 En la Figura 13.44*a*, hallar V_{GS} e I_D utilizando la curva de transconductancia de la Figura 13.45*c*.

13.22 En la Figura 13.45*a*, hallar V_{GS} y V_D utilizando la curva de transconductancia de la Figura 13.45*c*.

13.23 En la Figura 13.45*b*, hallar V_{GS} y I_D utilizando la curva de transconductancia de la Figura 13.45*c*.

13.24 Cambie R_S en el circuito de la Figura 13.45*b* de 1 kΩ a 2 Ω. Utilice la curva de la Figura 13.45*c* para hallar V_{GS}, I_D y V_{DS}.

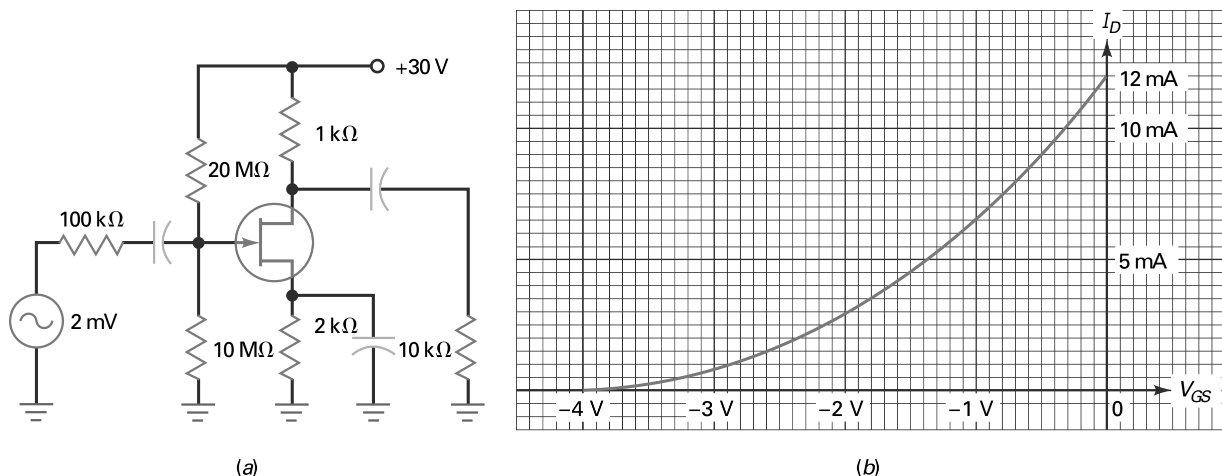
SEC. 13.6 TRANSCONDUCTANCIA

13.25 Un 2N4416 tiene $I_{DSS} = 10$ mA y $g_{m0} = 4000$ μS. ¿Cuál es la tensión de corte puerta-fuente? ¿Cuál es el valor de g_m para $V_{GS} = -1$ V?

13.26 Un 2N3370 tiene $I_{DSS} = 2{,}5$ mA y $g_{m0} = 1500$ μS. ¿Cuál es el valor de g_m para $V_{GS} = -1$ V?

13.27 El JFET de la Figura 13.46*a* tiene $g_{m0} = 6000$ μS. Si $I_{DSS} =$ 12 mA, ¿cuál es el valor aproximado de I_D para V_{GS} igual a -2 V? Halle g_m para dicha I_D.

Figura 13.46



(*a*) (*b*)

Figura 13.47

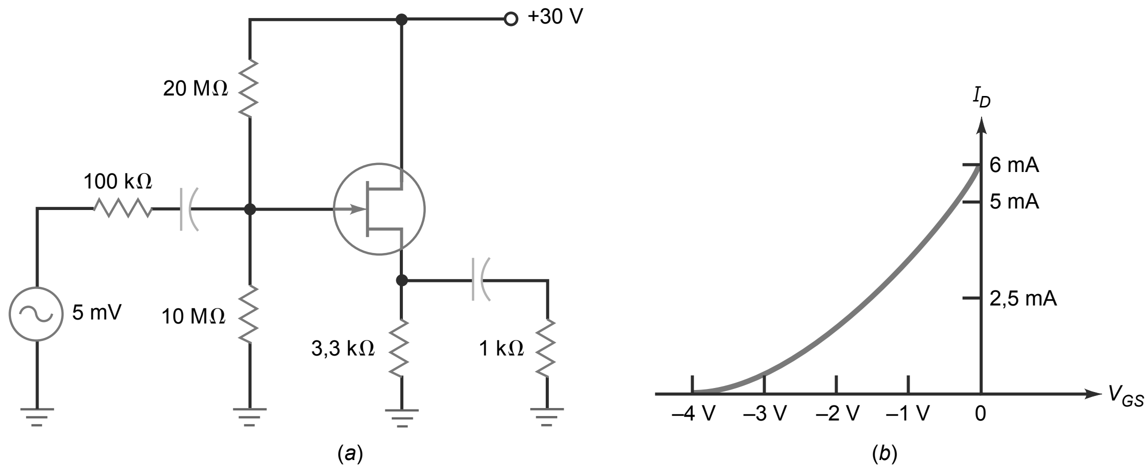
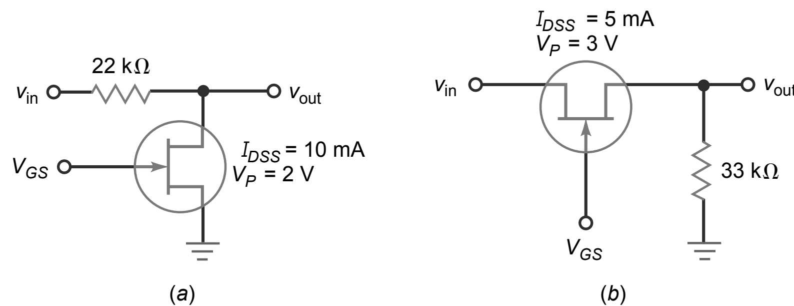


Figura 13.48



SEC. 13.7 AMPLIFICADORES JFET

13.28 Si $g_m = 3000\ \mu S$ en el circuito de la Figura 13.46*a*, ¿cuál es la tensión alterna de salida?

13.29 El amplificador JFET de la Figura 13.46*a* tiene la curva de transconductancia de la Figura 13.46*b*. ¿Cuál es la tensión de salida aproximada?

13.30 Si el seguidor de fuente de la Figura 13.47*a* tiene $g_m = 2000\ \mu S$, ¿cuál será la tensión alterna de salida?

13.31 El seguidor de fuente de la Figura 13.47*a* tiene la curva de transconductancia mostrada en la Figura 13.47*b*. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

SEC. 13.8 EL CONMUTADOR ANALÓGICO JFET

13.32 La tensión de entrada en el circuito de la Figura 13.48*a* es 50 mV pp. ¿Cuál es la tensión de salida cuando $V_{GS} = 0$ V? ¿Y cuando $V_{GS} = -10$ V? ¿Y la relación *on-off*?

13.33 La tensión de entrada en el circuito de la Figura 13.48*b* es 25 mV pp. ¿Cuál es la tensión de salida cuando $V_{GS} = 0$ V? ¿Y cuando $V_{GS} = -10$ V? ¿Y la relación *on-off*?

Pensamiento crítico

13.34 Si un JFET tiene las curvas de salida de la Figura 13.49*a*, ¿a qué es igual I_{DSS}? ¿Cuál es la tensión V_{DS} máxima en la región óhmica? ¿En qué rango de tensiones de V_{DS} se comporta el JFET como una fuente de corriente?

13.35 Escriba la ecuación de la transconductancia para el JFET cuya curva se muestra en la Figura 13.49*b*. ¿Cuál es la corriente de drenador si $V_{GS} = -4$ V? ¿Y si $V_{GS} = -2$ V?

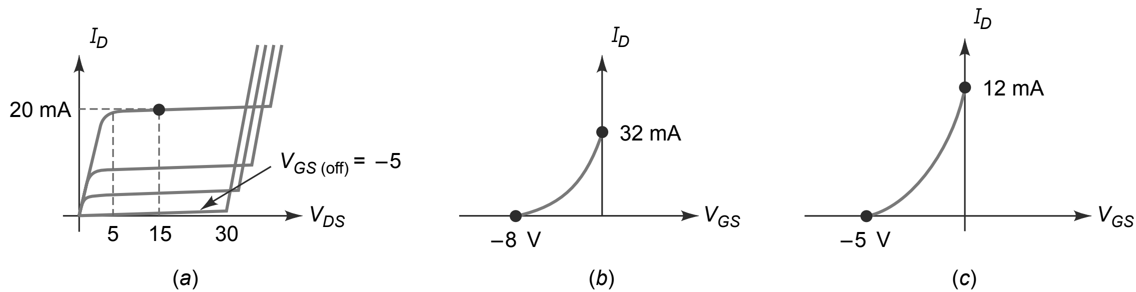
13.36 Si un JFET tiene una curva que sigue la ley cuadrática como la de la Figura 13.49*c*, ¿cuál es la corriente de drenador cuando $V_{GS} = -1$ V?

13.37 ¿Cuál es la tensión de drenador en el circuito de la Figura 13.50? ¿Y la tensión alterna de salida si $g_m = 2000\ \mu S$?

13.38 La Figura 13.51 muestra un voltímetro de continua con JFET. El ajuste de cero se establece antes de tomar ninguna medida. El ajuste de calibración se establece periódicamente para proporcionar una deflexión a fondo de escala cuando $v_{in} = -2{,}5$ V. Un ajuste de calibración como éste se ve afectado por la sustitución del FET y por el envejecimiento del mismo.

a. La corriente por la resistencia de 510 Ω es igual a 4 mA. ¿Cuál es la tensión continua entre la fuente y tierra?

Figura 13.49



b. Si no fluye corriente a través del amperímetro, ¿cuál es la tensión en el cursor de potenciómetro del ajuste de cero?

c. Si una tensión de entrada de 2,5 V produce una deplexión de 1 mA, ¿qué deflexión producirá una tensión de 1,25 V?

13.39 En la Figura 13.52*a*, el JFET tiene una I_{DSS} de 16 mA y una R_{DS} de 200 Ω. Si la carga tiene una resistencia de 10 kΩ, ¿cuál es la corriente en la carga y la tensión en el JFET? Si la carga se cortocircuita accidentalmente, ¿cuál será la corriente en la carga y la tensión en el JFET?

13.40 La Figura 13.52*b* muestra parte de un amplificador con control automático de ganancia (CAG). Una tensión continua se realimenta desde una etapa de salida a un etapa anterior como la mostrada. La Figura 13.46*b* es la curva de transconductancia. ¿Cuál es la ganancia de tensión para cada una de las siguientes tensiones?

a. $V_{CAG} = 0$
b. $V_{CAG} = -1$ V
c. $V_{CAG} = -2$ V
d. $V_{CAG} = -3$ V
e. $V_{CAG} = -3{,}5$ V

Detección de averías

Utilice la Figura 13.53 y la tabla de averías para resolver los siguientes problemas.

13.41 Localizar la avería *T*1.

13.42 Localizar la avería2.

13.43 Localizar la avería *T*3.

13.44 Localizar la avería *T*4.

13.45 Localizar la avería *T*5.

13.46 Localizar la avería *T*6.

13.47 Localizar la avería *T*7.

13.48 Localizar la avería *T*8.

Figura 13.50

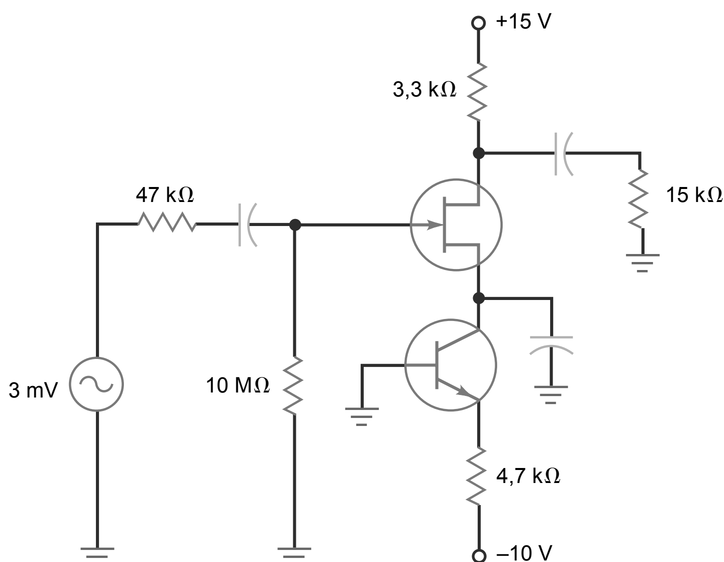


Figura 13.51

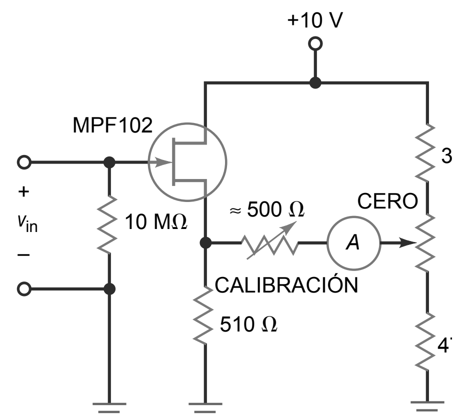


Figura 13.52

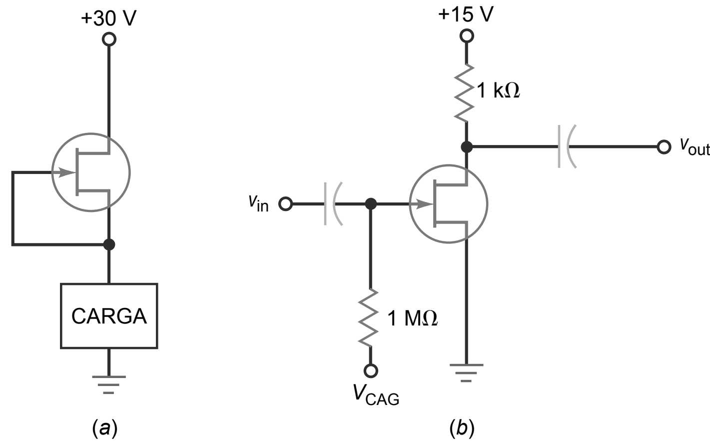
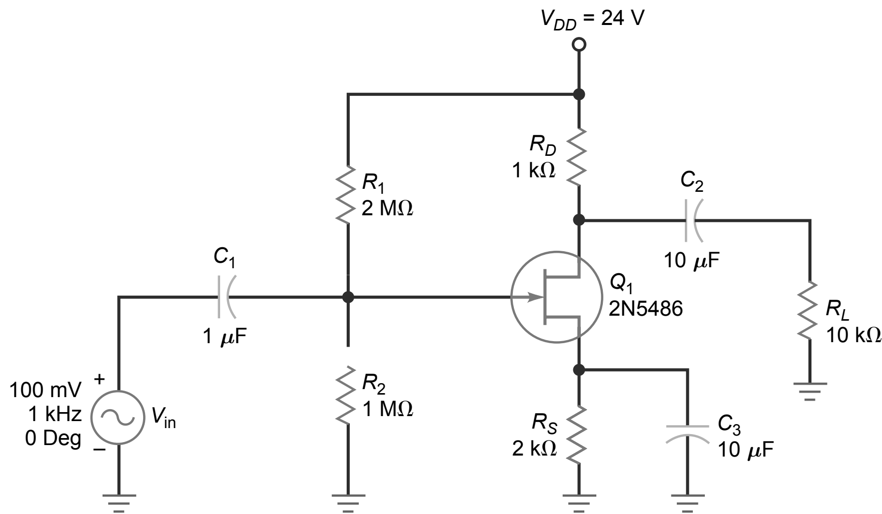


Figura 13.53 Detección de averías.



Avería	V_{GS}	I_D	V_{DS}	V_g	V_s	V_d	V_{out}
OK	−1,6 V	4,8 mA	9,6 V	100 mV	0	357 mV	357 mV
*T*1	−2,75 V	1,38 mA	19,9 V	100 mV	0	200 mV	200 mV
*T*2	0,6 V	7,58 mA	1,25 V	100 mV	0	29 mV	29 mV
*T*3	0,56 V	0	0	100 mV	0	0	0
*T*4	−8 V	0	8 V	100 mV	0	0	0
*T*5	8 V	0	24 V	100 mV	0	0	0
*T*6	−1,6 V	4,8 mA	9,6 V	100 mV	87 mV	40 mV	40 mV
*T*7	−1,6 V	4,8 mA	9,6 V	100 mV	0	397 mV	0
*T*8	0	7,5 mA	1,5 V	1 mV	0	0	0

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dígame cómo funciona un JFET, incluyendo en su explicación la tensión de estrangulamiento y la tensión de corte puerta-fuente.
2. Dibuje las curvas de drenador y la curva de transconductancia de un JFET.
3. Compare el transistor JFET con el transistor de unión bipolar. Sus comentarios deberán incluir las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.
4. ¿Cómo puede saber si un FET está trabajando en la región óhmica o en la región activa?
5. Dibuje un seguidor de fuente de JFET y explique cómo funciona.
6. Dibuje un conmutador paralelo JFET y un conmutador serie JFET. Explique cómo funciona cada uno de ellos.
7. ¿Cómo puede utilizarse el JFET en un conmutador de electricidad estática?
8. ¿Qué magnitud de entrada controla la corriente de salida en un BJT? ¿Y en un JFET? Si las magnitudes son diferentes, explíquelo.
9. Un JFET es un dispositivo que controla el flujo de corriente aplicando una tensión a la puerta. Explique esta afirmación.
10. ¿Cuál es la ventaja de un amplificador cascodo?
11. Dígame por qué, en ocasiones, se emplean transistores JFET como primer dispositivo de amplificación en la primera etapa de los receptores de radio.

Respuestas al autotest

1. a
2. d
3. c
4. d
5. b
6. b
7. d
8. c
9. d
10. c
11. c
12. a
13. c
14. d
15. a
16. b
17. c
18. c
19. a
20. c
21. c
22. b
23. b
24. d
25. d

Respuestas a los problemas prácticos

13.1 $R_{in} = 10.000\ M\Omega$

13.2 $R_{DS} = 600\ \Omega$; $V_p = 3{,}0$ V

13.4 $I_D = 3$ mA; $V_{GS} = -3$ V

13.5 $R_{DS} = 300\ \Omega$; $V_D = 0{,}291$ V

13.6 $R_S = 500\ \Omega$; $V_D = 26$ V

13.7 $V_{GS(min)} = -0{,}85$; $I_{D(min)} = 2{,}2$ mA; $V_{GS(máx)} = -2{,}5$ V; $I_{D(máx)} = 6{,}4$ mA

13.8 $I_D = 4$ mA; $V_{DS} = 12$ V

13.9 $I_{D(máx)} = 5{,}6$ mA

13.11 $I_D = 4{,}3$ mA; $V_D = 5{,}7$ V

13.12 $V_{GS(off)} = -3{,}2$ V; $g_m = 1{,}875\ \mu S$

13.13 $v_{out} = 5{,}3\ mV_{pp}$

13.14 $v_{out} = 0{,}714$ mV

13.15 $A_v = 0{,}634$

13.16 $A_v = 0{,}885$

13.17 $R_{DS} = 400\ \Omega$; relación *on-off* = 26

13.18 $V_{out(on)} = 9{,}6$ mV;
$v_{out(off)} = 10\ \mu$V
relación *on-off* = 960

13.19 $V_{pico} = 99{,}0$ mV

Capítulo 14

MOSFET

El MOSFET (***metal-oxide semiconductor FET, FET metal-óxido semiconductor***) tiene una fuente, una puerta y un drenador. Sin embargo, el MOSFET se diferencia del JFET en que la puerta está aislada del canal. Por esta razón, la corriente de puerta es aún más pequeña que en un JFET. El MOSFET a veces se denomina IGFET (*insulated-gate* FET, FET de puerta aislada).

Existen dos clases de MOSFET, el tipo que opera en modo de vaciamiento y el tipo que opera en modo de enriquecimiento. El MOSFET en modo de enriquecimiento se usa tanto en circuitos discretos como en circuitos integrados. En circuitos discretos, se aplica principalmente a circuitos de conmutación de potencia, lo que significa suministrar y bloquear corrientes grandes. En circuitos integrados, se aplica fundamentalmente en circuitos de conmutación digitales, el proceso básico que hay detrás de las modernas computadoras. Aunque su utilización ha disminuido notablemente, el MOSFET en modo de vaciamiento todavía tiene aplicación en las primeras etapas de los circuitos de comunicaciones de alta frecuencia, como por ejemplo, los amplificadores de RF.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Explicar las características y el funcionamiento de los transistores MOSFET en modo de vaciamiento (D-MOSFET) y en modo de enriquecimiento (E-MOSFET).
- Dibujar las curvas características de los D-MOSFET y E-MOSFET.
- Describir cómo se emplean los E-MOSFET en los conmutadores digitales.
- Dibujar un esquemático de un circuito típico de conmutación digital con CMOS y explicar su funcionamiento.
- Comparar los FET de potencia con los transistores de unión bipolares (BJT).
- Nombrar y describir varias aplicaciones de los FET de potencia.
- Analizar el funcionamiento en continua y en alterna de los circuitos amplificadores con D-MOSFET y E-MOSFET.

Contenido del capítulo

Vocabulario

analógico
convertidor de continua-alterna
convertidor de continua-continua
digital
FET de potencia
MOS complementario (CMOS)
interfaz
MOSFET en modo de vaciamiento
MOSFET en modo de enriquecimiento
MOSFET (metal-oxide semiconductor FET)
polarización por realimentación de drenador
resistencias de carga activa
sistema de alimentación ininterrumpida (SAI)
sustrato
tensión umbral
VMOS (MOS vertical)

14.1 MOSFET en modo de vaciamiento

INFORMACIÓN ÚTIL

Al igual que un JFET, un MOSFET en modo de vaciamiento se considera un dispositivo normalmente en conducción, ya que ambos dispositivos tienen corriente de drenador cuando $V_{GS} = 0$ V. Recuerde que en un JFET, I_{DSS} es la máxima corriente de drenador posible. En un MOSFET en modo de vaciamiento, la corriente de drenador puede exceder el valor de I_{DSS} si la tensión de puerta tiene la polaridad correcta para aumentar el número de portadores de carga en el canal. En un D-MOSFET de canal *n*, I_D es mayor que I_{DSS} cuando V_{GS} es positiva.

La Figura 14.1 muestra un **MOSFET en modo de vaciamiento** (D-MOSFET, *depletion-mode* MOSFET) un fragmento de material *n* con una puerta aislada a la izquierda y una región *p* a la derecha. La región *p* se denomina **sustrato**. Los electrones que fluyen desde la fuente hacia el drenador deben atravesar el estrecho canal existente entre la puerta y el sustrato *p*.

En la parte izquierda del canal hay depositada una delgada capa de dióxido de silicio (SiO_2). El dióxido de silicio es lo mismo que el vidrio, es un aislante. En un MOSFET, la puerta es de metal. Puesto que la puerta metálica está aislada del canal, la corriente de puerta despreciable fluye incluso cuando la tensión de puerta es positiva.

La Figura 14.2*a* muestra un MOSFET en modo de vaciamiento con una tensión de puerta negativa. La alimentación V_{DD} fuerza a que los electrones libres fluyan desde la fuente hacia el drenador, atravesando el estrecho canal situado a la izquierda del sustrato *p*. Al igual que en un JFET, la tensión de puerta controla la anchura del canal. Cuanto más negativa es la tensión de puerta, más pequeña es la corriente de drenador. Cuando la tensión de puerta es lo suficientemente negativa, la corriente de drenador se interrumpe. Por tanto, el funcionamiento de un MOSFET en modo de vaciamiento es similar al de un JFET cuando V_{GS} es negativa.

Puesto que la puerta está aislada, también podemos utilizar una tensión de entrada positiva, como se muestra en la Figura 14.2*b*. La tensión de puerta positiva aumenta el número de electrones libres que atraviesan el canal. Cuanto más positiva es la tensión de puerta, mayor será la conducción desde la fuente hacia el drenador.

14.2 Curvas del MOSFET en modo de vaciamiento

La Figura 14.3*a* muestra el conjunto de curvas de drenador de un MOSFET en modo de vaciamiento de canal *n* típico. Observe que las curvas por encima de $V_{GS} = 0$ son positivas y las curvas por debajo de $V_{GS} = 0$ son negativas. Como con un JFET, la curva inferior es para $V_{GS} = V_{GS(\text{off})}$ y la corriente de drenador será aproximadamente igual a cero. Como se puede ver, cuando $V_{GS} = 0$ V, la corriente de drenador será igual a I_{DSS}. Esto demuestra que el MOSFET en modo de vaciamiento, o D-MOSFET, es un dispositivo *normalmente en conducción*. Cuando V_{GS} se hace negativa, la corriente de drenador se reduce. A diferencia del JFET de canal *n*, el D-MOSFET de canal *n* puede tener una V_{GS} positiva y continuará funcionando correctamente. Esto se debe a que no existe ninguna unión *pn* para poder polarizar en directa. Cuando V_{GS} se hace positiva, I_D aumentará siguiendo la siguiente ecuación cuadrática:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right)^2 \qquad (14.1)$$

Figura 14.1 MOSFET en modo de vaciamiento.

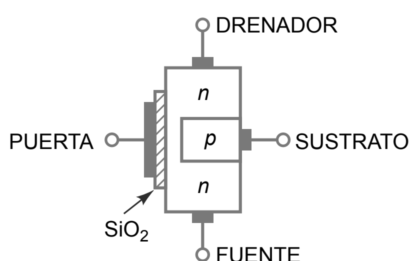


Figura 14.2 (*a*) D-MOSFET con puerta negativa. (b) D-MOSFET con puerta positiva.

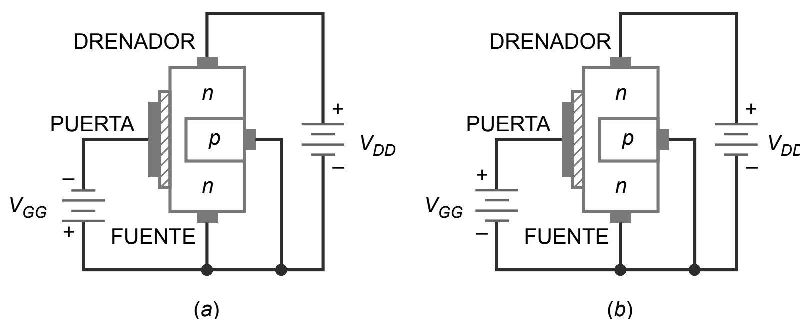


Figura 14.3 MOSFET en modo de vaciamiento de canal *n*. (*a*) Curvas de drenador. (*b*) Curva de transconductancia.

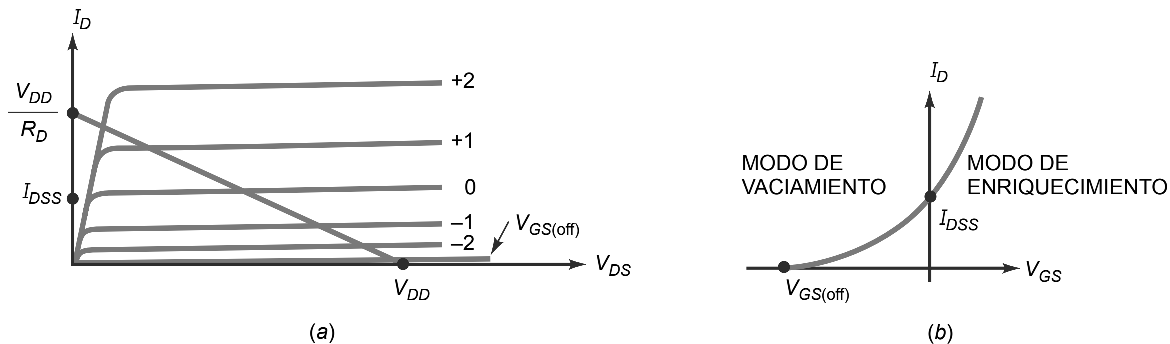
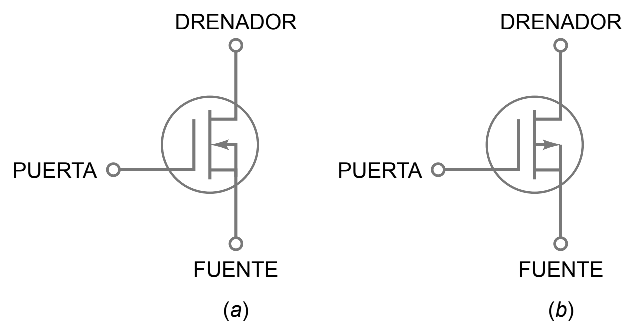


Figura 14.4 Símbolos esquemáticos del D-MOSFET. (*a*) Canal *n*. (*b*) Canal *p*.



Cuando la tensión V_{GS} es negativa, el D-MOSFET opera en modo de vaciamiento. Cuando V_{GS} es positiva, el D-MOSFET opera en modo de enriquecimiento. Al igual que el JFET, las curvas del D-MOSFET tienen una región óhmica, una región de fuente de corriente y una región de corte.

La Figura 14.3*b* es la curva de transconductancia de un MOSFET en modo de vaciamiento. De nuevo, I_{DSS} es la corriente de drenador con la puerta cortocircuitada a la fuente. Ahora, I_{DSS} ya no es la máxima corriente de drenador posible. La curva de transconductancia tiene forma parabólica y sigue la misma relación cuadrática que existía en el JFET. En consecuencia, el análisis de un MOSFET en modo de vaciamiento es prácticamente idéntico al de un circuito con JFET. La principal diferencia está en que V_{GS} sea negativa o positiva.

También existe el MOSFET en modo de vaciamiento de canal *p*. Está formado por un canal *p* drenador-fuente, junto con un sustrato de tipo *n*. Una vez más, la puerta está aislada del canal. El funcionamiento de un MOSFET de canal *p* es complementario al del MOSFET de canal *n*. Los símbolos esquemáticos para los MOSFET en modo de vaciamiento de canal *n* y canal *p* se muestran en la Figura 14.4.

Ejemplo 14.1

Un MOSFET en modo de vaciamiento tiene los valores $V_{GS(\text{off})} = -3$ V e $I_{DSS} = 6$ mA. ¿Cuál será la corriente de drenador cuando V_{GS} sea igual a: −1 V, −2 V, 0 V, +1 V y +2 V?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (14.1), obtenemos:

$V_{GS} = -1$ V $\quad I_D = 2{,}67$ mA

$V_{GS} = -2$ V $\quad I_D = 0{,}667$ mA

$V_{GS} = 0$ V $\quad I_D = 6$ mA

$V_{GS} = +1$ V $\quad I_D = 10{,}7$ mA

$V_{GS} = +2$ V $\quad I_D = 16{,}7$ mA

PROBLEMA PRÁCTICO 14.1 Repita el Ejemplo 14.1 para los valores $V_{GS(\text{off})} = -4$ V e $I_{DSS} = 4$ mA.

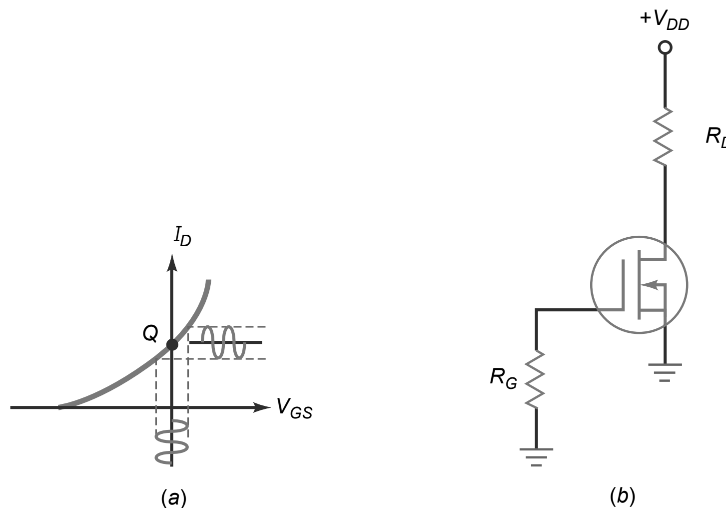
14.3 Amplificadores MOSFET en modo de vaciamiento

Un MOSFET en modo de vaciamiento es único porque puede funcionar con tensión de puerta positiva o negativa. En consecuencia, podemos fijar su punto Q en $V_{GS} = 0$ V, como se muestra en la Figura 14.5*a*. Cuando la señal de entrada es positiva, I_D aumenta por encima de I_{DSS}. Cuando la señal de entrada es negativa, I_D decrece por debajo de I_{DSS}. Puesto que no existe ninguna unión *pn* para polarizar en directa, la resistencia de entrada del MOSFET se mantiene muy alta. Poder utilizar una tensión V_{GS} de cero nos permite construir el sencillo circuito de polarización de la Figura 14.5*b*. Puesto que I_G es cero, $V_{GS} = 0$ V e $I_D = I_{DSS}$. La tensión de drenador es:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS} R_D \qquad (14.2)$$

Debido al hecho de que un D-MOSFET es un dispositivo normalmente en conducción, también es posible utilizar el mecanismo de autopolarización añadiendo una resistencia de fuente. El funcionamiento será el mismo que el de un circuito de JFET autopolarizado.

Figura 14.5 Polarización cero.



Ejemplo 14.2

El amplificador D-MOSFET mostrado en la Figura 14.6 tiene los valores siguientes: $V_{GS(\text{off})} = -2$ V, $I_{DSS} = 4$ mA y $g_{mo} = 2000$ µS. ¿Cuál es la tensión de salida del circuito?

SOLUCIÓN Con la fuente puesta a tierra, $V_{GS} = 0$ V e $I_D = 4$ mA.

$$V_{DS} = 15 \text{ V} - (4 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega) = 7 \text{ V}$$

Puesto que $V_{GS} = 0$ V, $gm = g_{mo} = 2000$ µS.
La ganancia de tensión del amplificador se calcula aplicando la expresión:

$$A_V = g_m r_d$$

La resistencia de drenador en alterna es igual a:

$$r_d = R_D \parallel R_L = 2 \text{ K} \parallel 10 \text{ K} = 1{,}76 \text{ k}\Omega$$

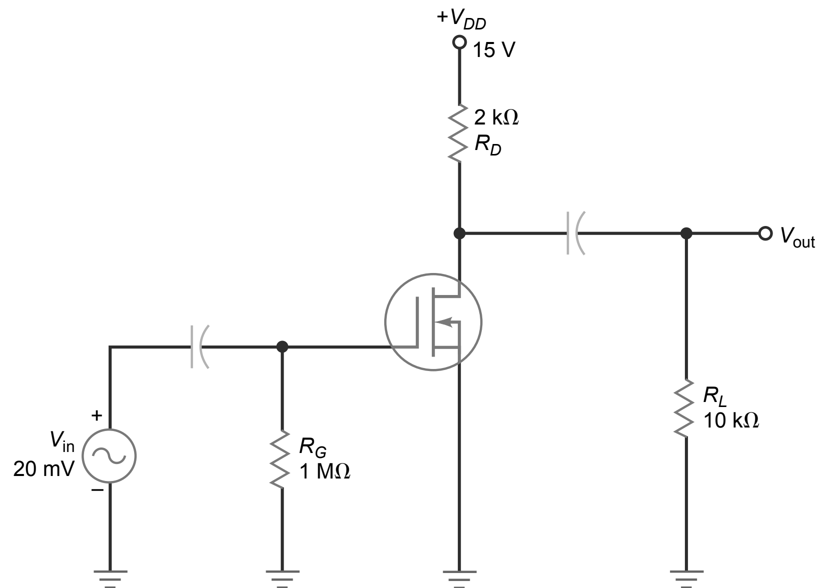
y A_V es:

$$A_V = (2000\ \mu\text{S})(1{,}67 \text{ k}\Omega) = 3{,}34$$

Por tanto,

$$V_{\text{out}} = (V_{\text{in}})(A_V) = (20 \text{ mV})(3{,}34) = 66{,}8 \text{ mV}$$

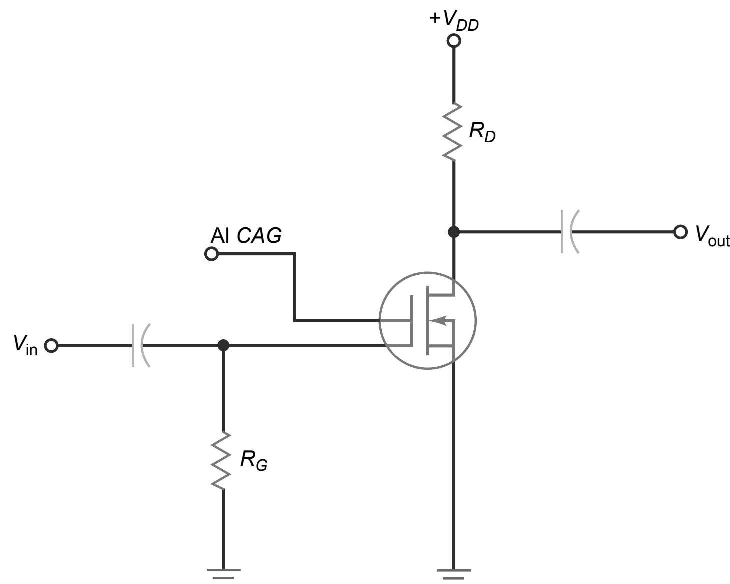
Figura 14.6 Amplificador D-MOSFET.



PROBLEMA PRÁCTICO 14.2 En el circuito de la Figura 14.6, si el valor de g_{mo} del MOSFET es 3000 μS, ¿cuál será el valor de V_{out}?

Como se muestra en el Ejemplo 14.2, el MOSFET en modo de vaciamiento tiene una ganancia de tensión relativamente baja. Una de las principales ventajas de este dispositivo es su extremadamente alta resistencia de entrada, lo que nos permite emplear este dispositivo cuando sobrecagar el circuito pudiera ser un problema.Además, los MOSFET presentan excelentes propiedades de bajo ruido, lo que constituye una ventaja definitiva en cualquier etapa inicial de un sistema en el que la señal sea débil, lo que es muy común en muchos tipos de circuitos electrónicos de comunicaciones.

Figura 14.7 MOSFET de dos puertas.



Algunos MOSFET en modo de vaciamiento, como el mostrado en la Figura 14.7, son dispositivos de dos puertas. Una puerta puede servir como terminal para la señal de entrada, mientras que la otra puede conectarse a una tensión continua de control automático de ganancia. Esto nos permite controlar la ganancia de tensión del MOSFET y variarla dependiendo de la amplitud de la señal de entrada.

14.4 MOSFET en modo de enriquecimiento

El MOSFET en modo de vaciamiento fue parte de la evolución hacia el **MOSFET en modo de enriquecimiento** o *E-MOSFET* (*enhancement-mode MOSFET*). Sin el E-MOSFET, las computadoras personales que ahora están tan extendidas no existirían.

Idea básica

La Figura 14.8*a* muestra un E-MOSFET. El sustrato *p* ahora se extiende hasta tocar el dióxido de silicio. Como podemos ver, ya no hay un canal *n* entre la fuente y el drenador. ¿Cómo funciona un E-MOSFET? La Figura 14.8 *b* muestra las tensiones de polarización normales. Cuando la tensión de puerta es cero, la corriente entre la fuente y el drenador es cero. Luego, un E-MOSFET es un dispositivo que *normalmente* está *en corte* cuando la tensión de puerta es igual a cero.

La única forma de obtener una corriente es con una tensión de puerta positiva. Cuando la tensión de puerta se hace positiva, atrae electrones libres a la región *p*. Estos se recombinan con los huecos junto al dióxido de silicio. Cuando la tensión de puerta es lo suficientemente positiva, todos los huecos que tocan el dióxido de silicio están llenos y los electrones libres comienzan a fluir desde la fuente hasta el drenador. El efecto es el mismo que el de crear una delgada zona de material de tipo *n* junto al dióxido de silicio. Esta delgada capa conductora se denomina *capa de inversión de tipo n.* Cuando existe, los electrones libres pueden fluir fácilmente desde la fuente al drenador.

La tensión V_{GS} mínima que crea la capa de inversión de tipo *n* se denomina **tensión de umbral** y se designa como $V_{GS(\text{umbral})}$. Cuando V_{GS} es menor que $V_{GS(\text{umbral})}$, la corriente de drenador es cero. Cuando V_{GS} es mayor que $V_{GS(\text{umbral})}$, una capa de inversión de tipo *n* conecta la fuente con el drenador y la corriente de drenador puede circular. Valores típicos de $V_{GS(\text{umbral})}$ para dispositivos de pequeña señal varían entre 1 y 3 V.

Se dice que el JFET es un *dispositivo en modo de vaciamiento* porque su conductividad depende del funcionamiento de las zonas de deplexión. El E-MOSFET se clasifica como *dispositivo en modo de enriquecimiento* porque una tensión de puerta mayor que la tensión de umbral "enriquece" (aumenta) su conductividad. Con una tensión de puerta de cero, un JFET *conduce*, mientras que un E-MOSFET está *en corte.* Por tanto, el E-MOSFET se considera un dispositivo normalmente en corte.

INFORMACIÓN ÚTIL

Con el E-MOSFET, V_{GS} tiene que ser mayor que $V_{GS(\text{umbral})}$ para obtener una corriente de drenador. Por tanto, cuando los E-MOSFET están polarizados, autopolarizados, polarizados mediante fuente de corriente o emplean polarización cero no se pueden utilizar, porque estas formas de polarización dependen del funcionamiento en modo de vaciamiento. Esto deja la polarización de puerta, la polarización mediante divisor de tensión y la polarización de fuente como métodos de polarización de los E-MOSFET.

Figura 14.8 MOSFET en modo de enriquecimiento (*a*) No polarizado. (*b*) Polarizado.

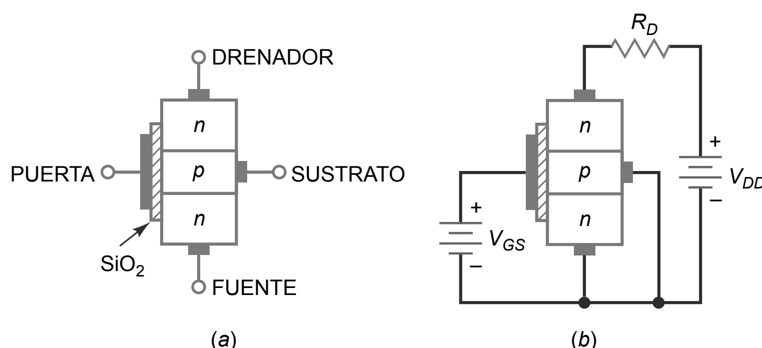
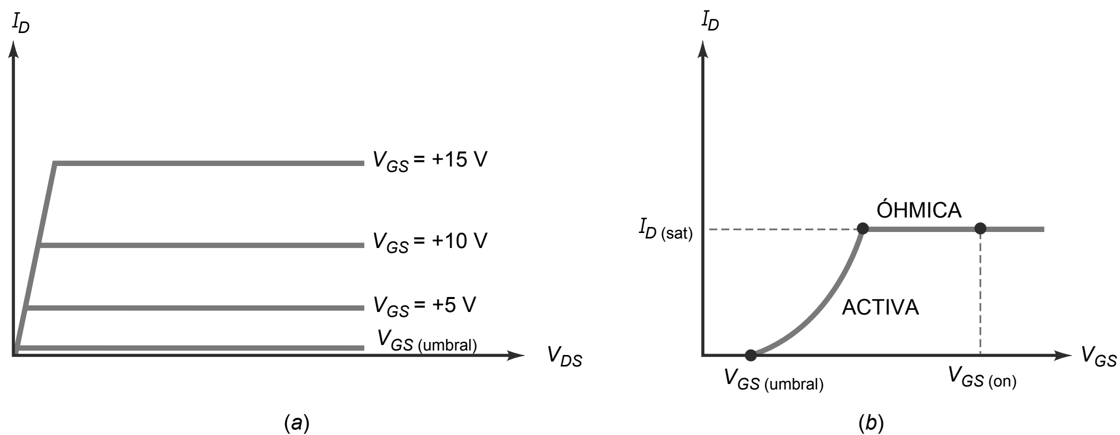


Figura 14.9 Gráficas del E-MOSFET. (*a*) Curvas de drenador. (*b*) Curva de transconductancia.



Curvas de drenador

Un E-MOSFET de pequeña señal tiene una limitación de potencia de 1 W o menos. La Figura 14.9*a* muestra un conjunto de curvas de drenador de un E-MOSFETde pequeña señal típico. La curva inferior es la curva de$V_{GS(umbral)}$. Cuando V_{GS} es menor que $V_{GS(umbral)}$, la corriente de drenador es aproximadamente igual a cero. Cuando V_{GS} es mayor que $V_{GS(umbral)}$, el dispositivo conduce y la corriente de drenador está controlada por la tensión de puerta.

La parte casi vertical de la gráfica es la región óhmica, y las partes casi horizontales definen la región activa. Cuando está polarizado en la región óhmica, el E-MOSFET es equivalente a una resistencia. Cuando está polarizado en la región activa, es equivalente a una fuente de corrienteAunque el E-MOSFET puede operar en la región activa, su principal uso es en la región óhmica.

La Figura 14.9*b* muestra una curva de transconductancia típica. No hay corriente de drenador hasta que $V_{GS} = V_{GS(umbral)}$. La corriente de drenador entonces aumenta rápidamente hasta que alcanza el valor de la corriente de saturación $I_{D(sat)}$. Por encima de este punto, el dispositivo estará polarizado en la región óhmica. Por tanto, I_D no puede aumentar, incluso aunque V_{GS} aumente. Para garantizar la saturación fuerte, se utiliza una tensión de puerta $V_{GS(on)}$ muy por encima de $V_{GS(umbral)}$, como se muestra en la Figura 14.9*b*.

Símbolo esquemático

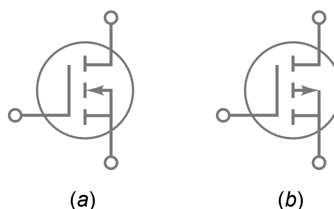
Cuando $V_{GS} = 0$, el E-MOSFET está en corte porque no existe canal de conducción entre la fuente y el drenador. El símbolo esquemático de la Figura 14.10*a* muestra una línea de canal de trazos con el fin de indicar que su condición es normalmente en corte. Como ya sabemos, una tensión de puerta mayor que la tensión de umbral crea una capa de inversión de tipo *n* que conecta la fuente al drenador. La flecha apunta a esta capa de inversión, la cual se comporta como un canal *n* cuando el dispositivo está conduciendo.

También existe un E-MOSFET de canal *p*. El símbolo esquemático es similar, excepto en que la flecha apunta hacia afuera, como se muestra en la Figura 14.10*b*.

Tensión máxima puerta–fuente

Los MOSFET tienen una delgada capa de dióxido de silicio, un aislante que bloquea la corriente de puerta tanto para tensiones de puerta positivas como negativas. Esta capa de aislante debe ser tan delgada como sea posible con el fin

Figura 14.10 Símbolos esquemáticos del E-MOSFET. (*a*) Dispositivo de canal *n*. (*b*) Dispositivo de canal *p*.



INFORMACIÓN ÚTIL

Los MOSFET en modo de enriquecimiento a menudo se emplean en los amplificadores de clase AB, en los que los E-MOSFET se polarizan con un valor de V_{GS} que excede ligeramente el valor de $V_{GS(\text{umbral})}$. Esta "polarización lenta" evita la distorsión de cruce. Los MOSFET en modo de vaciamiento no son adecuados para los amplificadores de clase B o clase AB, porque cuando $V_{GS} = 0$ V fluye una alta corriente de drenador.

de proporcionar a la puerta el máximo control sobre la corriente de drenador. Puesto que la capa aislante es tan delgada, puede ser destruida fácilmente mediante una tensión puerta-fuente excesiva.

Por ejemplo, un 2N7000 tiene una tensión $V_{GS(\text{máx})}$ de ± 20 V. Si la tensión puerta-fuente se hace más positiva que $+20$ V o más negativa que -20 V, la delgada capa aislante será destruida.

Además de aplicando directamente una tensión V_{GS} excesiva, esta delgada capa de aislante se puede destruir mediante métodos más sutiles. Si extrae o monta un MOSFET en un circuito estando la alimentación conectada, las tensiones transitorias debidas a los efectos inductivos pueden hacer que se exceda la limitación de tensión $V_{GS(\text{máx})}$. Incluso retirar un MOSFET puede depositar la suficiente carga estática como para que se exceda la tensión $V_{GS(\text{máx})}$. Ésta es la razón por la que los MOSFET a menudo se suministran con un anillo de cable alrededor de los terminales, o envueltos en papel de aluminio o insertados en espuma conductora.

Algunos MOSFET están protegidos por un zener integrado en paralelo con la puerta y la fuente. La tensión del zener es menor que la tensión límite $V_{GS(\text{máx})}$. Por tanto, el diodo zener se romperá antes de que se produzca cualquier tipo de daño en la capa aislante. La desventaja de estos diodos zener internos es que reducen la alta resistencia de entrada del MOSFET. En cualquier caso, en algunas aplicaciones, merece la pena pagar este precio, ya que los MOSFET son caros y si no disponen del zener de protección pueden resultar destruidos fácilmente.

En resumen, los dispositivos MOSFET son delicados y pueden destruirse fácilmente. Deben manipularse con cuidado. Además, no debe nunca conectarlos o desconectarlos estando la alimentación conectada. Por último, antes de retirar un dispositivo MOSFET de un circuito, el técnico debe conectarse a tierra tocando el chasis del equipo en el que esté trabajando.

14.5 La región óhmica

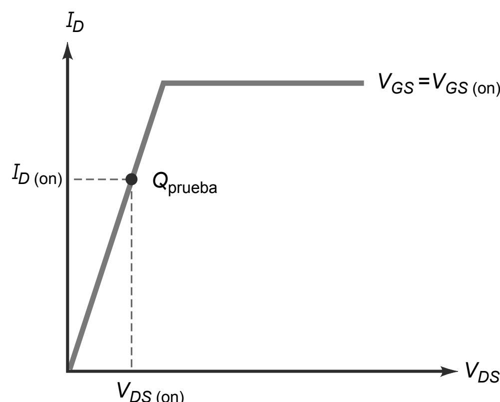
Aunque el E-MOSFET puede polarizarse en la región activa, rara vez se hace porque principalmente se utiliza como dispositivo de conmutación. La tensión de entrada típica es bien un nivel bajo o un nivel alto. La tensión de nivel bajo es 0 V y el nivel de tensión alto es $V_{GS(\text{on})}$, un valor especificado en las hojas de características.

Resistencia drenador–fuente en conducción

Cuando un E-MOSFET está polarizado en la región óhmica, es equivalente a una resistencia $R_{DS(\text{on})}$. Casi todas las hojas de características especifican el valor de esta resistencia para una corriente de drenador y una tensión puerta-fuente determinadas.

La Figura 14.11 ilustra este concepto. Se ha indicado el punto de prueba Q_{prueba} en la región óhmica de la curva $V_{GS} = V_{GS(\text{on})}$. El fabricante mide $I_{D(\text{on})}$ y $V_{DS(\text{on})}$ en este punto Q_{prueba}. A partir de este dato, el fabricante calcula el valor de $R_{DS(\text{on})}$ aplicando la siguiente definición:

Figura 14.11 Medida de $R_{DS(\text{on})}$.



$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_{D(on)}} \quad (14.3)$$

Por ejemplo, en el punto de prueba, un VN2406L tiene $V_{DS(on)} = 1$ V e $I_{D(on)} = 100$ mA. Aplicando la Ecuación (14.3), tenemos:

$$R_{DS(on)} = \frac{1\text{ V}}{100\text{ mA}} = 10\ \Omega$$

La Figura 14.12 muestra la hoja de características de un E-MOSFET de canal n 2N7000. Observe que este MOSFET en modo de enriquecimiento también se suministra como dispositivo de montaje superficial. Fíjese también en el diodo interno incluido entre los terminales de drenador y fuente. En la hoja se especifican los valores mínimos, típicos y máximos de este dispositivo. Las especificaciones de estos dispositivos a menudo varían en un amplio rango de valores.

Tabla de transistores E-MOSFET

La Tabla 14.1 es una muestra de dispositivos E-MOSFET de pequeña señal. Los valores de $V_{GS(umbral)}$ típicos se encuentran entre 1,5 y 3 V. Los valores de $R_{DS(on)}$ varían entre 0,3 y 28 Ω, lo que significa que el E-MOSFET presenta una resistencia baja cuando está polarizado en la región óhmica. Cuando se polariza en la región de corte, presenta una resistencia muy alta, aproximadamente se comporta como un circuito abierto. Por tanto, los transistores E-MOSFET tienen excelentes relaciones *on-off*.

Polarización de la región óhmica

En la Figura 14.13*a*, la corriente de saturación de drenador en este circuito es:

$$I_{D(sat)} = \frac{V_{DD}}{R_D} \quad (14.4)$$

y la tensión de corte de drenador es V_{DD}. La Figura 14.13*b* muestra la recta de carga en continua entre una corriente de saturación $I_{D(sat)}$ y una tensión de corte V_{DD}.

Cuando $V_{GS} = 0$, el punto Q se encuentra en el extremo inferior de la recta de carga en continua. Cuando $V_{GS} = V_{GS(on)}$, el punto Q se encuentra en el extremo superior de la recta de carga. Cuando el punto Q se encuentra por debajo del punto de prueba Q_{prueba}, como se muestra en la Figura 14.13*b*, el dispositivo está polarizado en la región óhmica. Dicho de otra manera, un E-MOSFET está polarizado en la región óhmica cuando se satisface la siguiente condición:

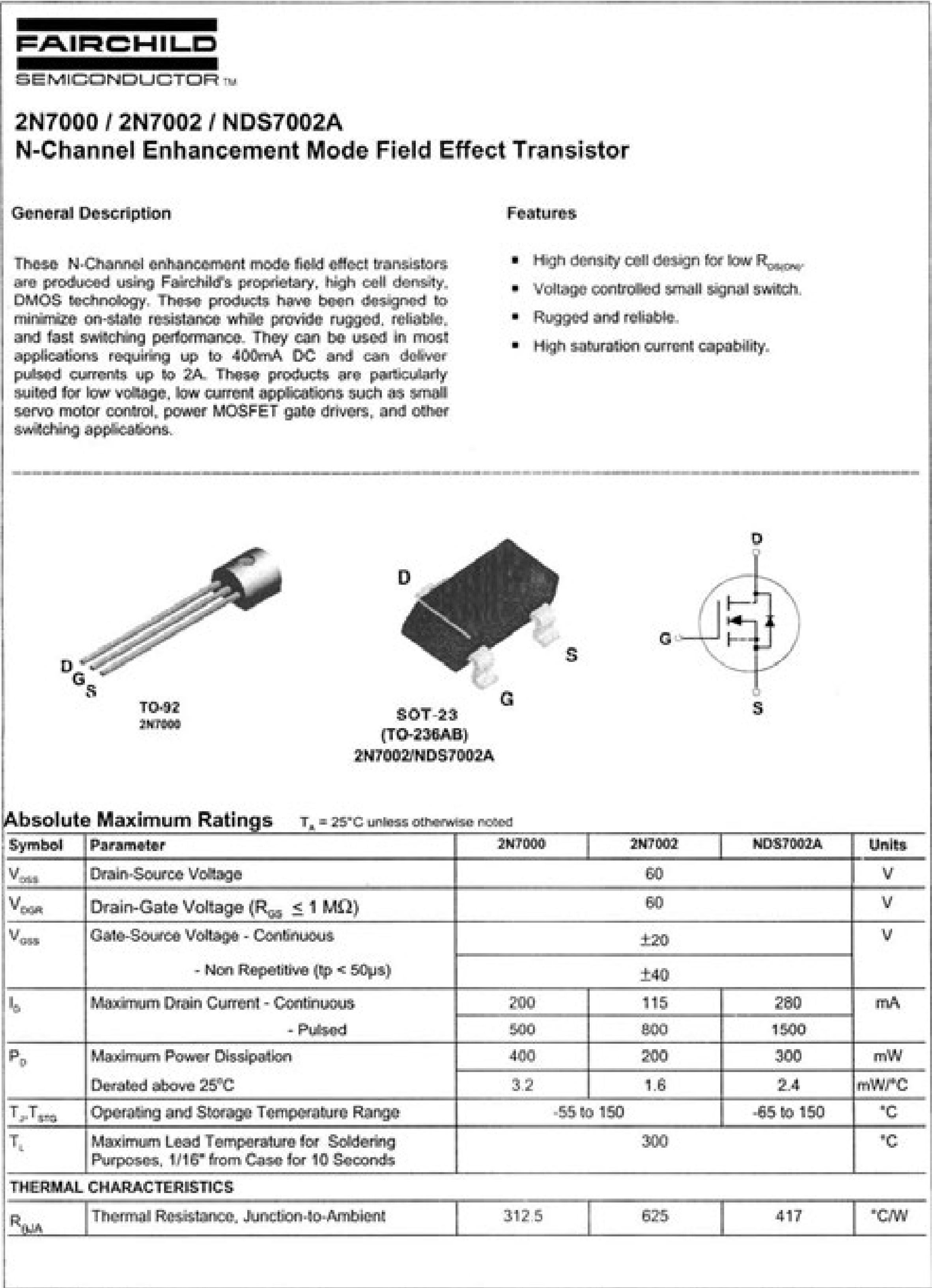
$$I_{D(sat)} < I_{D(on)} \qquad \text{cuando} \qquad V_{GS} = V_{GS(on)} \quad (14.5)$$

La Ecuación (14.5) es importante, ya que nos informa de si un E-MOSFET está funcionando en la región activa o en la región óhmica. Dado un circuito EMOS, podemos calcular la corriente $I_{D(sat)}$. Si $I_{D(sat)}$ es menor que $I_{D(on)}$ cuando $V_{GS} = V_{GS(on)}$, sabemos que el dispositivo está polarizado en la región óhmica y es equivalente a una resistencia pequeña.

Tabla 14.1 Ejemplos de EMOS de pequeña señal

Dispositivo	$V_{GS\ (th)}$, V	$V_{GS\ (on)}$, V	$I_{D\ (on)}$	$R_{DS\ (on)}$, Ω	$I_{D(máx)}$	$P_{D(máx)}$
VN2406L	1,5	2,5	100 mA	10	200 mA	350 mW
BS107	1,75	2,6	20 mA	28	250 mA	350 mW
2N7000	2	4,5	75 mA	6	200 mA	350 mW
VN10LM	2,5	5	200 mA	7,5	300 mA	1 W
MPF930	2,5	10	1 A	0,9	2 A	1 W
IRFD120	3	10	600 mA	0,3	1,3 A	1 W

Figura 14.12 Hoja de características del 2N7000.



FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR ™

2N7000 / 2N7002 / NDS7002A
N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor

General Description

These N-Channel enhancement mode field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, high cell density, DMOS technology. These products have been designed to minimize on-state resistance while provide rugged, reliable, and fast switching performance. They can be used in most applications requiring up to 400mA DC and can deliver pulsed currents up to 2A. These products are particularly suited for low voltage, low current applications such as small servo motor control, power MOSFET gate drivers, and other switching applications.

Features

- High density cell design for low $R_{DS(ON)}$.
- Voltage controlled small signal switch.
- Rugged and reliable.
- High saturation current capability.

Absolute Maximum Ratings T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	2N7000	2N7002	NDS7002A	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	60			V
V_{DGR}	Drain-Gate Voltage (R_{GS} ≤ 1 MΩ)	60			V
V_{GSS}	Gate-Source Voltage - Continuous	±20			V
	- Non Repetitive (tp < 50μs)	±40			
I_D	Maximum Drain Current - Continuous	200	115	280	mA
	- Pulsed	500	800	1500	
P_D	Maximum Power Dissipation	400	200	300	mW
	Derated above 25°C	3.2	1.6	2.4	mW/°C
T_J,T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to 150		-65 to 150	°C
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16" from Case for 10 Seconds	300			°C
THERMAL CHARACTERISTICS					
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	312.5	625	417	°C/W

2N7000.SAM Rev. A1

Figura 14.12 (continuación)

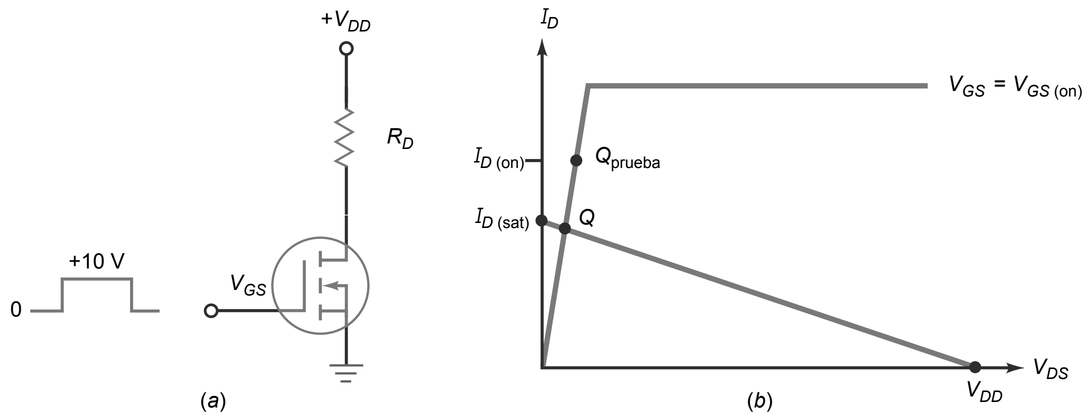
Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS							
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	V_{GS} = 0 V, I_D = 10 µA	All	60			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	V_{DS} = 48 V, V_{GS} = 0 V	2N7000			1	µA
		T_J=125°C				1	mA
		V_{DS} = 60 V, V_{GS} = 0 V	2N7002 NDS7002A			1	µA
		T_J=125°C				0.5	mA
I_{GSSF}	Gate - Body Leakage, Forward	V_{GS} = 15 V, V_{DS} = 0 V	2N7000			10	nA
		V_{GS} = 20 V, V_{DS} = 0 V	2N7002 NDS7002A			100	nA
I_{GSSR}	Gate - Body Leakage, Reverse	V_{GS} = -15 V, V_{DS} = 0 V	2N7000			-10	nA
		V_{GS} = -20 V, V_{DS} = 0 V	2N7002 NDS7002A			-100	nA
ON CHARACTERISTICS (Note 1)							
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1 mA	2N7000	0.8	2.1	3	V
		V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 µA	2N7002 NDS7002A	1	2.1	2.5	
$R_{DS(ON)}$	Static Drain-Source On-Resistance	V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA	2N7000		1.2	5	Ω
		T_J =125°C			1.9	9	
		V_{GS} = 4.5 V, I_D = 75 mA			1.8	5.3	
		V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA	2N7002		1.2	7.5	
		T_J =100°C			1.7	13.5	
		V_{GS} = 5.0 V, I_D = 50 mA			1.7	7.5	
		T_J =100C			2.4	13.5	
		V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA	NDS7002A		1.2	2	
		T_J =125°C			2	3.5	
		V_{GS} = 5.0 V, I_D = 50 mA			1.7	3	
		T_J =125°C			2.8	5	
$V_{DS(ON)}$	Drain-Source On-Voltage	V_{GS} = 10 V, I_D = 500 mA	2N7000		0.6	2.5	V
		V_{GS} = 4.5 V, I_D = 75 mA			0.14	0.4	
		V_{GS} = 10 V, I_D = 500mA	2N7002		0.6	3.75	
		V_{GS} = 5.0 V, I_D = 50 mA			0.09	1.5	
		V_{GS} = 10 V, I_D = 500mA	NDS7002A		0.6	1	
		V_{GS} = 5.0 V, I_D = 50 mA			0.09	0.15	

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
ON CHARACTERISTICS Continued (Note 1)							
$I_{D(ON)}$	On-State Drain Current	V_{GS} = 4.5 V, V_{DS} = 10 V	2N7000	75	600		mA
		V_{GS} = 10 V, $V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}$	2N7002	500	2700		
		V_{GS} = 10 V, $V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}$	NDS7002A	500	2700		
g_{FS}	Forward Transconductance	V_{DS} = 10 V, I_D = 200 mA	2N7000	100	320		mS
		$V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}$, I_D = 200 mA	2N7002	80	320		
		$V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}$, I_D = 200 mA	NDS7002A	80	320		

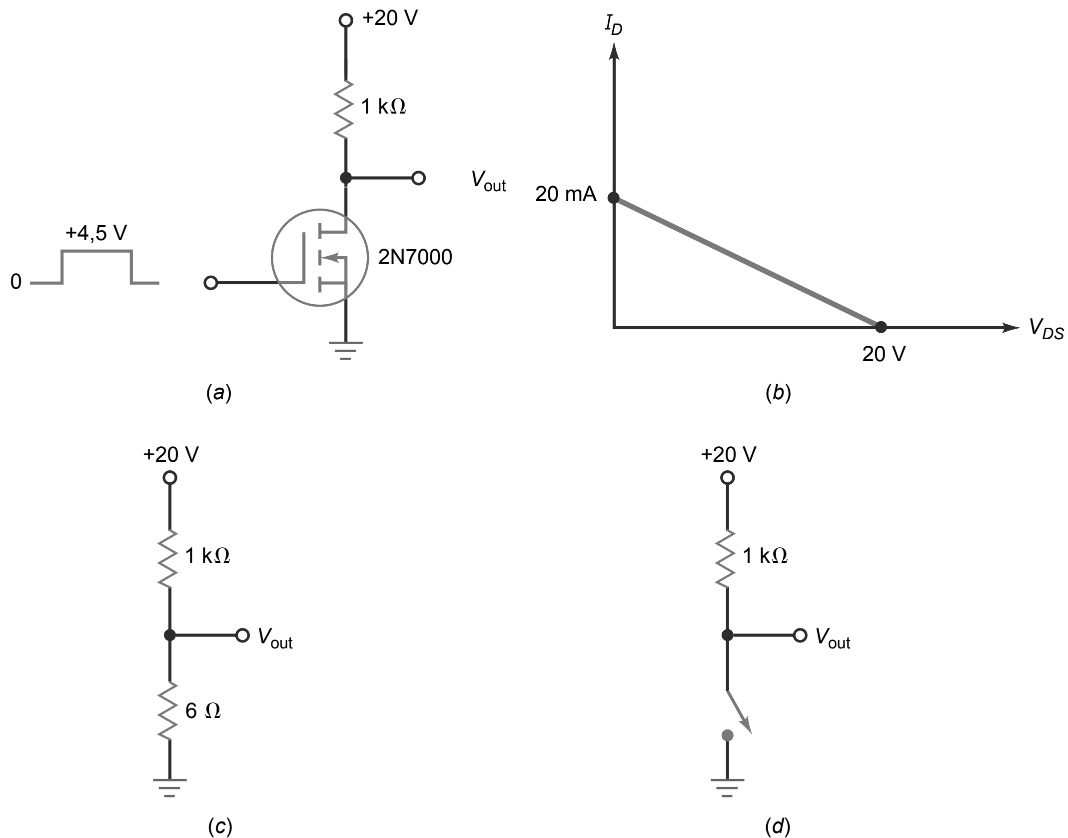
Figura 14.13 $I_{D(sat)}$ menor que $I_{D(on)}$ con $V_{GS} = V_{GS(on)}$ asegura la saturación.



Ejemplo 14.3

¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 14.14*a*?

Figura 14.14 Conmutación entre el corte y la saturación.



SOLUCIÓN Los valores más importantes del 2N7000 están disponibles en la Tabla 14.1:

$$V_{GS(on)} = 4{,}5 \text{ V}$$

$$I_{D(on)} = 75 \text{ mA}$$

$$R_{DS(on)} = 6\ \Omega$$

Dado que la amplitud de la tensión de entrada varía entre 0 y 4,5 V, el 2N7000 conmutará del estado de saturación al de corte (*on-off*).

La corriente de saturación de drenador en el circuito de la Figura 14.14*a* es:

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{20\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 20\text{ mA}$$

La Figura 14.14*b* muestra la recta de carga en continua. Puesto que 20 mA es menor que 75 mA, el valor de $I_{D(\text{on})}$, el 2N7000 está polarizado en la región óhmica cuando la tensión de puerta es un nivel alto.

La Figura 14.14*c* es el circuito equivalente para la tensión de entrada de puerta de nivel alto. Dado que el E-MOSFET presenta una resistencia de 6 Ω, la tensión de salida es:

$$V_{\text{out}} = \frac{6\ \Omega}{1\text{ k}\Omega + 6\ \Omega}(20\text{ V}) = 0{,}12\text{ V}$$

Por el contrario, cuando V_{GS} está a nivel bajo, el E-MOSFET se comporta como un abierto (Figura 14.14*d*) y la tensión de salida es la tensión de alimentación:

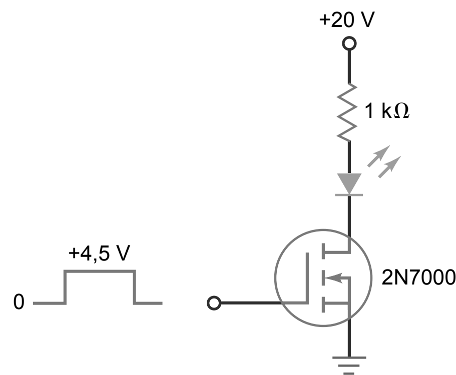
$$V_{\text{out}} = 20\text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 14.3 Utilizando la Figura 14.14 *a*, sustituya el 2N7000 por un E-MOSFET VN2406L y halle el valor de la tensión de salida.

Ejemplo 14.4

¿Cuál es la corriente del LED en el circuito de la Figura 14.15?

Figura 14.15 Encendido y apagado de un diodo LED.



SOLUCIÓN Cuando V_{GS} está a nivel bajo, el LED está apagado. Cuando V_{GS} está a nivel alto, el funcionamiento es similar al del ejemplo anterior, ya que el 2N7000 entra en saturación fuerte. Si ignoramos la caída de tensión del LED, la corriente que fluye por él es:

$$I_D \approx 20\text{ mA}$$

Si suponemos una caída de tensión de 2 V en el el LED:

$$I_D = \frac{20\text{ V} - 2\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 18\text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 14.4 Repita el Ejemplo 14.4 utilizando un E-MOSFET VN2406L y una resistencia de drenador de 560 Ω.

Ejemplo 14.5

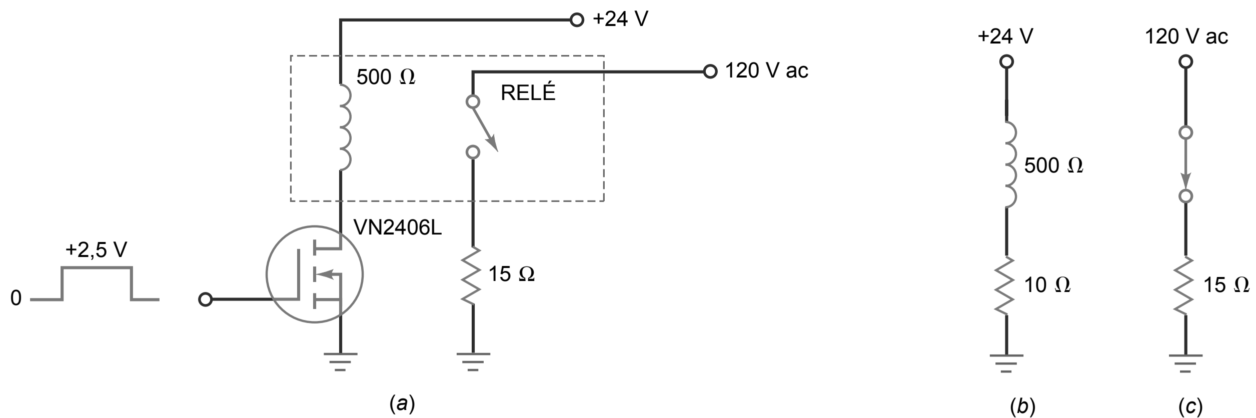
¿Qué ocurre en el circuito de la Figura 14.16*a* si una corriente por la bobina de 30 mA o mayor cierra los contactos del relé?

SOLUCIÓN El E-MOSFET se está utilizando para activar y desactivar el relé. Puesto que la bobina del relé presenta una resistencia de 500 Ω, la corriente de saturación es:

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{24\text{ V}}{500\ \Omega} = 48\text{ mA}$$

Puesto que es menor que la corriente $I_{D(\text{on})}$ del VN2406L, el dispositivo tiene una resistencia de sólo 10 Ω (véase la Tabla 14.1).

Figura 14.16 La señal de corriente de entrada a nivel bajo controla la alta corriente de salida.



La Figura 14.16*b* muestra el circuito equivalente para V_{GS} a nivel alto. La corriente que atraviesa a la bobina del relé es aproximadamente igual a 48 mA, más que suficiente para cerrar el relé. Cuando el relé está cerrado, el circuito es similar al mostrado en la Figura 14.16*c*. Por tanto, la corriente final por la carga es igual a 8 A (120 V dividido entre 15 Ω).

En la Figura 14.16*a*, una tensión de entrada de sólo +2,5 V y una corriente de entrada de prácticamente cero controlan una tensión de carga de 120 V de alterna y una corriente de carga de 8 A. Un circuito como éste resulta útil en los sistemas de control remoto. La tensión de entrada podría ser una señal que se hubiera transmitido a larga distancia a través de un hilo de cobre, un cable de fibra óptica o a través del espacio.

14.6 Conmutación digital

¿Por qué el E-MOSFET ha revolucionado la industria informática? Por su tensión de umbral, es ideal para emplearlo como dispositivo de conmutación. Cuando la tensión de puerta está muy por encima de la tensión de umbral, el dispositivo conmuta del corte a la saturación. Esta acción *off-on* es la clave en la construcción de computadoras. Cuando estudie los circuitos de las computadoras, podrá comprobar que una computadora normal emplea millones de dispositivos E-MOSFET como conmutadores *off-on* para procesar los datos (los *datos* incluyen números, textos, gráficos y toda clase de información que pueda ser codificada como números binarios).

Circuitos analógicos, digitales y de conmutación

El término **analógico** significa "continuo", como por ejemplo una onda sinusoidal. Cuando hablamos de una señal analógica, nos estamos refiriendo a señales que cambian continuamente su nivel de tensión, como la mostrada en la Figura 14.17*a*. La señal no tiene que ser sinusoidal, ya que siempre que no existan cambios repentinos entre dos niveles de tensión distintos, se dice que la señal es una *señal analógica.*

El término **digital** hace referencia a una señal discontinua. Esto quiere decir que la señal salta entre dos niveles de tensión distintos, como la forma de onda mostrada en la Figura 14.17*b*. Las señales digitales como ésta son el tipo de señales que emplean las computadoras. Y estas señales son códigos de la computadora que representan números, letras y otros símbolos.

El término *conmutación* es más amplio que el término *digital.* Los circuitos de conmutación incluyen a los circuitos digitales como un subconjunto. En otras palabras, los circuitos de conmutación pueden también ser aplicables a circuitos que activan motores, lámparas, calefacciones y otros dispositivos que emplean corrientes altas.

Conmutación con carga pasiva

La Figura 14.18 muestra un E-MOSFET con una carga pasiva. El término *pasiva* hace referencia a resistencias normales como R_D. En este circuito, v_{in} puede ser un nivel bajo o un nivel alto. Cuando v_{in} es un nivel bajo, el

Figura 14.17 (*a*) Señal analógica. (*b*) Señal digital.

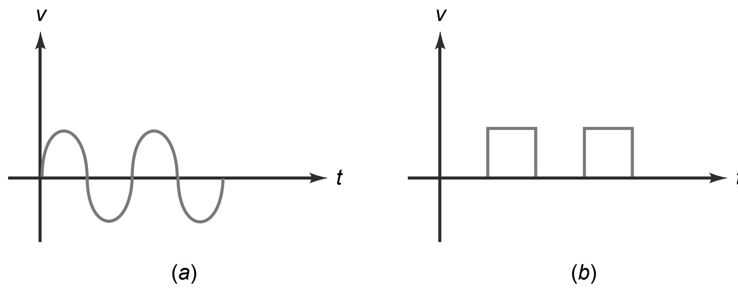
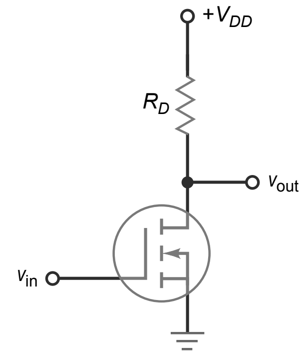


Figura 14.18 Carga pasiva.



MOSFET está en corte y v_{out} es igual a la tensión de alimentación V_{DD}. Cuando v_{in} es un nivel alto, el MOSFET se satura y v_{out} cae a un valor bajo. Para que el circuito funcione correctamente, la corriente de saturación de drenador $I_{D(sat)}$ tiene que ser menor que $I_{D(on)}$ cuando la tensión de entrada es igual o mayor que $V_{GS(on)}$. Esto es lo mismo que decir que la resistencia en la región óhmica tiene que ser mucho más pequeña que la resistencia pasiva de drenador, lo que expresa como sigue:

$$R_{DS(on)} \ll R_D$$

Un circuito como el de la Figura 14.18 es el circuito de computadora más sencillo que es posible construir. Es un circuito *inversor* porque la tensión de salida es la opuesta a la señal de entrada. Cuando la tensión de entrada está a nivel bajo, la tensión de salida está a nivel alto, y viceversa. No es necesaria una gran precisión en el análisis de los circuitos de conmutación, lo más importante es que las tensiones de entrada y de salida se pueden reconocer fácilmente como niveles bajo o alto.

INFORMACIÓN ÚTIL

En la naturaleza, la mayoría de las magnitudes físicas son analógicas y se trata de magnitudes que con frecuencia constituyen las entradas y las salidas que un sistema va monitorizar y controlar. Algunos ejemplos de entradas y salidas analógicas son la temperatura, la presión, la velocidad, la posición, el nivel de flujo y la velocidad del flujo. Para aprovechar las ventajas de las técnicas digitales cuando se trabaja con entradas analógicas, las magnitudes físicas se convierten a formato digital. Un circuito que realiza esta función se denomina *convertidor analógico-digital (A/D).*

Conmutación con carga activa

Los circuitos integrados está formados por miles de transistores microscópicos, bipolares o MOS. Los primeros circuitos integrados empleaban resistencias de carga pasiva, como la mostrada en la Figura 14.18. Pero una resistencia de carga pasiva presenta un problema importante: físicamente, es mucho más grande que un MOSFET En consecuencia, los circuitos integrados con resistencias de carga pasiva fueron demasiado grandes hasta que alguien inventó las **resistencias de carga activa**, las cuales reducen el tamaño de los circuitos integrados y han llevado a la computadora personal que conocemos hoy día.

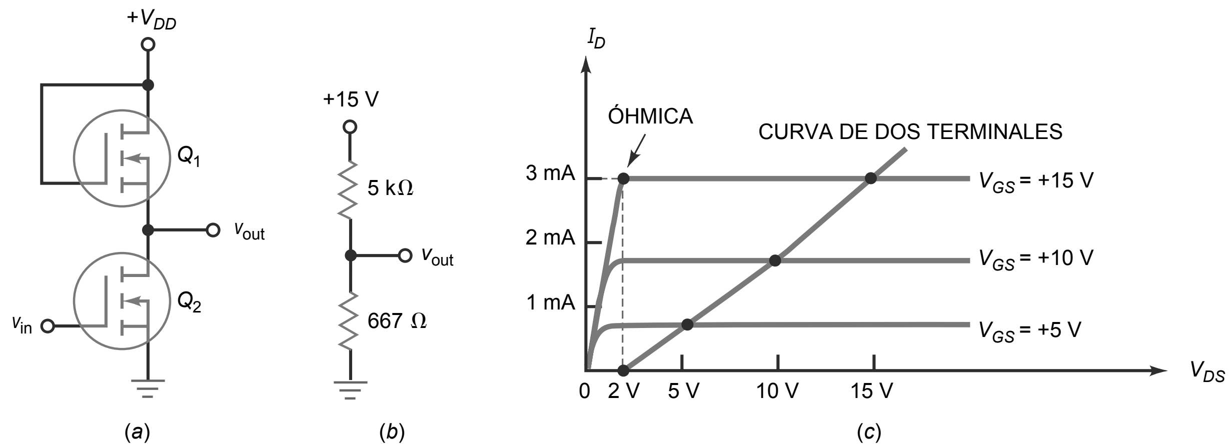
La idea fundamental fue deshacerse de las resistencias de carga pasiva. La Figura 14.19*a* muestra el invento: la *conmutación con carga activa.* El MOSFET inferior se comporta como un conmutador, pero el MOSFET superior se comporta como una resistencia grande. Observe que el MOSFET superior tiene la puerta conectada al drenador, por lo que se ha convertido en un *dispositivo de dos terminales* con una resistencia activa igual a:

$$R_D = \frac{V_{DS(activa)}}{I_{D(activa)}} \tag{14.6}$$

donde $V_{DS(activa)}$ e $I_{D(activa)}$ son la tensión y la corriente en la región activa.

Para que el circuito funcione correctamente, la resistencia R_D del MOSFET superior tiene que ser grande comparada con la $R_{DS(on)}$ del MOSFET inferior. Por ejemplo, si el MOSFET superior se comporta como una R_D de 5 kΩ y el inferior como una $R_{DS(on)}$ de 667 Ω, como se muestra en la Figura 14.19*b*, entonces la tensión de salida será un nivel bajo.

Figura 14.19 (*a*) Carga activa. (*b*) Circuito equivalente. (*c*) $V_{GS} = V_{DS}$ produce la curva para dos terminales



La Figura 14.19*c* muestra cómo calcular la resistencia R_D del MOSFET superior. Dado que $V_{GS} = V_{DS}$, cada punto de trabajo de este MOSFET tiene que caer a lo largo de la curva para dos terminales mostrada en la Figura 14.19*c*. Si comprueba cada uno de los puntos señalados sobre la curva para dos terminales, verá que $V_{GS} = V_{DS}$.

La curva para dos terminales de la Figura 14.19 *c* indica que el MOSFET superior se comporta como una resistencia R_D. El valor de R_D variará ligeramente para cada uno de los diferentes puntos. Por ejemplo, en el punto más alto indicado en la Figura 14.19*c*, la curva para dos terminales tiene $I_D = 3$ mA y $V_{DS} = 15$ V. Aplicando la Ecuación (14.6), podemos calcular:

$$R_D = \frac{15\text{ V}}{3\text{ mA}} = 5\text{ k}\Omega$$

El siguiente punto hacia abajo tiene de coordenadas los siguientes valores aproximados: $I_D = 1{,}6$ mA y $V_{DS} =$ 10 V. Por tanto,

$$R_D = \frac{10\text{ V}}{1{,}6\text{ mA}} = 6{,}25\text{ k}\Omega$$

Haciendo un cálculo similar, el punto inferior donde $V_{DS} = 5$ V e $I_D = 0{,}7$ mA proporciona $R_D = 7{,}2$ kΩ.

Si el MOSFET inferior tiene las mismas curvas de drenador que el superior , entonces tendrá una $R_{DS(\text{on})}$ de:

$$R_{DS(\text{on})} = \frac{2\text{ V}}{3\text{ mA}} = 667\ \Omega$$

que es el valor especificado en la Figura 14.19*b*.

Como ya hemos mencionado, en los circuitos de conmutación digitales no son importantes los valores exactos, siempre y cuando puedan diferenciarse fácilmente las tensiones como niveles bajos y altos. Por tanto, el valor exacto de R_D no es importante. Puede ser 5; 6,25 o 7,2 k Ω. Cualquiera de estos valores es lo suficientemente grande como para producir una tensión de salida a nivel bajo en el circuito de la Figura 14.19*b*.

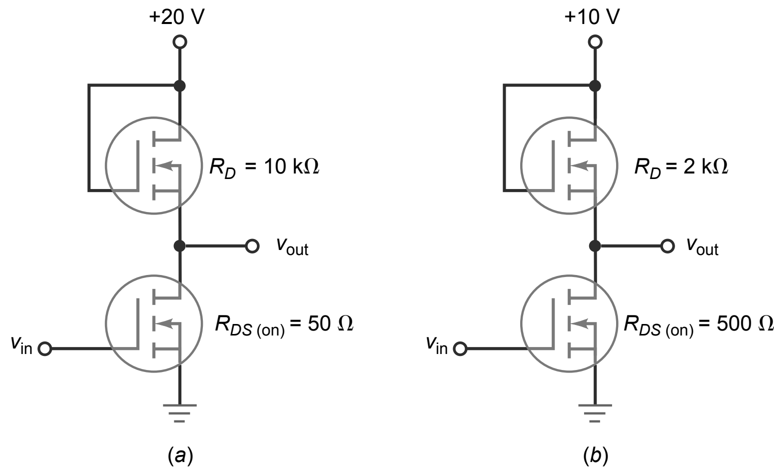
Conclusión

Las resistencias de carga activa son necesarias en los circuitos integrados digitales, porque en ellos es importante tamaño físico pequeño. El diseñador debe asegurarse de que la R_D del MOSFET superior sea grande comparada con la $R_{D(\text{on})}$ del MOSFET inferior. Cuando se encuentre con un circuito como el de la Figura 14.19*a*, todo lo que tiene recordar es la idea a básica: el circuito se comporta como una resistencia R_D en serie con un conmutador, obteniéndose así una tensión de salida que será un nivel alto o un nivel bajo.

Ejemplo 14.6

¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 14.20*a* cuando la entrada está a nivel bajo? ¿Ycuando la entrada está a nivel alto?

Figura 14.20 Ejemplos.



SOLUCIÓN Cuando la señal de entrada está a nivel bajo, el MOSFETsuperior está en abierto y la tensión de salida aumenta prácticamente hasta la tensión de alimentación:

$$v_{out} = 20\text{ V}$$

Cuando la tensión de entrada es un nivel alto, el MOSFET inferior presenta una resistencia de 50 Ω. En este caso, la tensión de salida desciende prácticamente al nivel de tierra:

$$v_{out} = \frac{50\ \Omega}{10\text{ k}\Omega + 50\ \Omega}(20\text{ V}) = 100\text{ mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 14.6 Repita el Ejemplo 14.6 utilizando un valor para $R_{D(on)}$ de 100 Ω.

Ejemplo 14.7

¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 14.20*b*?

SOLUCIÓN Cuando la tensión de entrada está a nivel bajo:

$$v_{out} = 10\text{ V}$$

Cuando la tensión de entrada está a nivel alto:

$$v_{out} = \frac{500\ \Omega}{2{,}5\text{ k}\Omega}(10\text{ V}) = 2\text{ V}$$

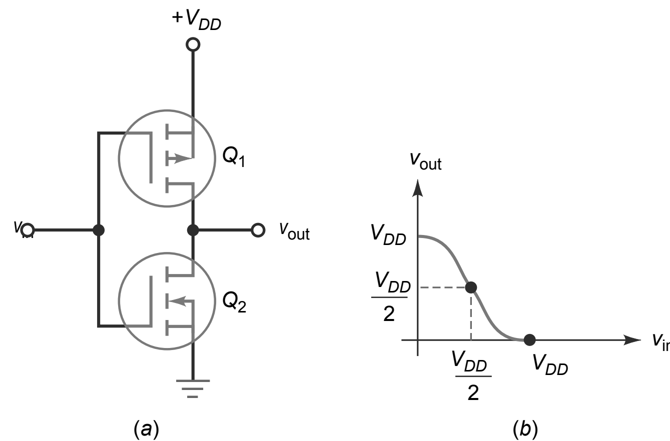
Si compara estos resultados con los del ejemplo anterior , puede comprobar que la relación *on-off* no es tan buena. Pero en los circuitos digitales, una alta relación *on-off* no es importante. En este ejemplo, la tensión de salida es bien 2 V o 10 V. Estas tensiones pueden diferenciarse sin problemas como los niveles bajo y alto, respectivamente.

PROBLEMA PRÁCTICO 14.7 En el circuito de la Figura 14.20*b*, cuando V_{in} es un nivel alto ¿cómo de grande puede ser $R_{DS(on)}$ y qué valor por debajo de 1 V puede tener V_{out}?

14.7 CMOS

En la conmutación con carga activa, el consumo de corriente con una salida a nivel bajo es aproximadamente igual a $I_{D(sat)}$. Esto puede resultar problemático en los equipos que funcionan con baterías. Una forma de reducir el con-

Figura 14.21 Inversor CMOS. (*a*) Circuito. (*b*) Gráfica de entrada-salida.



sumo de corriente en un circuito digital consiste en utilizar dispositivos **CMOS (Complementary MOS, MOS complementario)**. En este caso, el diseñador de circuitos integrados combina transistores MOSFET de canal *n* y de canal *p*.

La Figura 14.21*a* muestra el mecanismo. Q_1 es un MOSFET de canal *p* y Q_2 es un MOSFET de canal *n*. Estos dos dispositivos son complementarios; es decir, los valores de $V_{GS(\text{umbral})}$, $V_{GS(\text{on})}$, $I_{D(\text{on})}$, etc. son iguales pero de signos opuestos. El circuito es similar al de un amplificador de clase B, puesto que un MOSFET conduce mientras que el otro no.

Funcionamiento básico

Cuando se utiliza un circuito CMOS como el de la Figura 14.21*a* en una aplicación de conmutación, la tensión de entrada es o un nivel alto ($+V_{DD}$) o un nivel bajo (0 V). Cuando la tensión de entrada es un nivel alto, Q_1 no conduce y Q_2 conduce. En este caso, Q_2 se comporta como un cortocircuito y la tensión de salida disminuye hasta el nivel de tierra. Por el contrario, cuando la tensión de entrada es un nivel bajo, Q_1 conduce y Q_2 no, con lo que ahora Q_1 se comporta como un cortocircuito y la tensión de salida aumenta hasta $+V_{DD}$. Como la tensión de salida está invertida, este circuito se denomina *CMOS inversor*.

La Figura 14.21*b* muestra cómo varía la tensión de salida con la tensión de entrada. Cuando la tensión de entrada es cero, la tensión de salida es un nivel alto. Cuando la tensión de entrada es un nivel alto, la tensión de salida es un nivel bajo. Entre los dos extremos, existe un punto de cruce cuando la tensión de entrada es igual a $V_{DD}/2$. En este punto, ambos MOSFET tienen la misma resistencia y la tensión de salida es igual a $V_{DD}/2$.

Consumo de potencia

La ventaja más importante del CMOS es su extremadamente bajo consumo de potencia. Puesto que ambos MOSFET están conectados en serie en el circuito de la Figura 14.21 *a*, el consumo de corriente en reposo viene determinado por el dispositivo que no conduce. Dado que su resistencia es del orden de los megaohmios, el consumo de potencia *en reposo* (inactividad) se aproxima a cero.

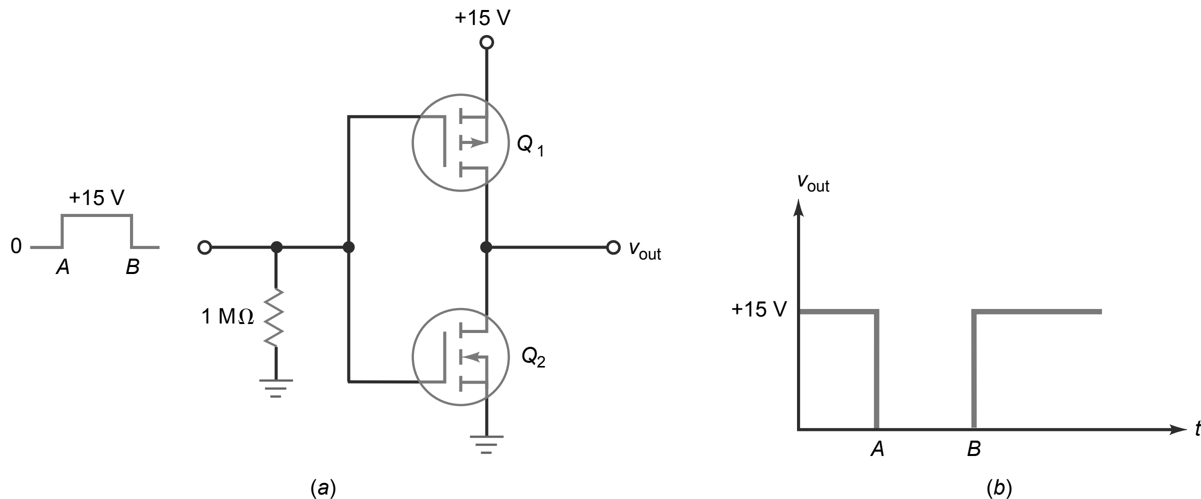
El consumo de potencia aumenta cuando la señal de entrada conmuta del nivel bajo al nivel alto, y viceversa. La razón de esto es la siguiente: en el punto medio de una transición de un nivel bajo a un nivel alto, o a la inversa, ambos dispositivos MOSFET están en conducción, lo que significa que la corriente de drenador aumenta temporalmente. Dado que la transición es muy rápida, sólo se produce un breve impulso de corriente. El producto de la tensión de alimentación del drenador por este breve impulso de corriente implica que el consumo de potencia medio *dinámico* es mayor que el consumo de potencia en reposo. En otras palabras, un dispositivo CMOS disipa más potencia media cuando se produce una transición que cuando está en reposo.

Sin embargo, puesto que los impulsos de corriente son muy breves, la disipación media de potencia es muy baja incluso cuando los dispositivos CMOS se encuentran en los estados de conmutación. De hecho, el consumo medio de potencia es tan bajo que los circuitos CMOS a menudo se emplean en aplicaciones alimentadas mediante baterías, como por ejemplo, calculadoras, relojes digitales y audífonos.

Ejemplo 14.8

Los dispositivos MOSFET de la Figura 14.22*a* tienen $R_{DS(on)} = 100\ \Omega$ y $R_{DS(off)} = 1\ \text{M}\Omega$. ¿Cuál será el aspecto de la forma de onda de salida?

Figura 14.22 Ejemplo.



SOLUCIÓN La señal de entrada es un impulso rectangular que conmuta de 0 a +15 V en el punto *A* y de +15 V a 0 en el punto *B*. Antes de llegar al instante de tiempo *A*, Q_1 está conduciendo y Q_2 no. Puesto que Q_1 tiene una resistencia de 100 Ω frente a la resistencia de 1 MΩ de Q_2, la tensión de salida aumenta hasta +15 V.

Entre los puntos *A* y *B*, la tensión de entrada es de +15 V. Esta tensión hace que Q_1 se corte y Q_2 conduzca. En este caso, la baja resistencia de Q_2 hace que la tensión de salida disminuya hasta prácticamente cero. La Figura 14.22*b* muestra la forma de onda de salida.

PROBLEMA PRÁCTICO 14.8 Repita el Ejemplo 14.8 con V_{in} igual a impulsos de +10 V entre los instantes *A* y *B*.

14.8 FET de potencia

En las secciones anteriores nos hemos centrado en los MOSFETen modo de enriquecimiento de pequeña señal, es decir, los MOSFET de baja potencia. Aunque hay disponibles comercialmente algunos E-MOSFET de baja potencia discretos (véase la Tabla 14.1), el principal uso de los EMOS de baja potencia se encuentra en los circuitos integrados digitales.

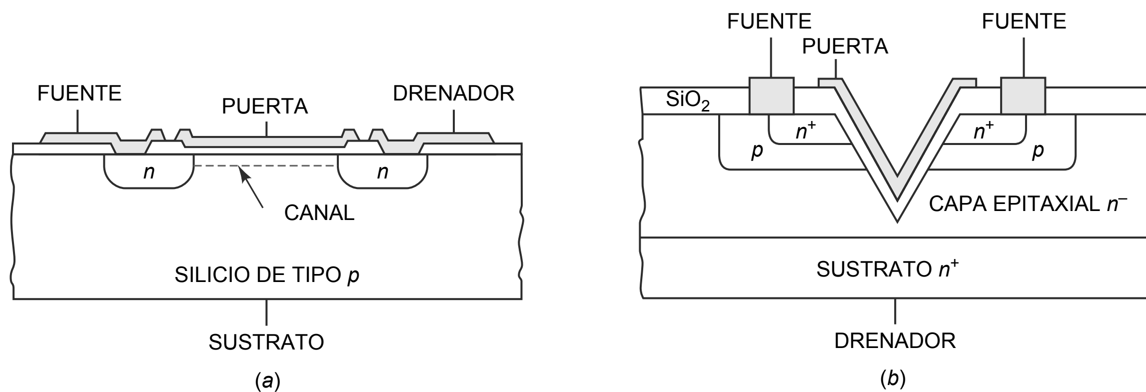
El EMOS de alta potencia es diferente. En el EMOS de alta potencia, el E-MOSFET es un dispositivo discreto ampliamente utilizado en aplicaciones que controlan motores, lámparas, unidades de disco, impresoras, fuentes de alimentación, etc. En estas aplicaciones, el E-MOSFET se conoce como **FET de potencia**.

Dispositivos discretos

Los fabricantes están produciendo diferentes dispositivos tales como VMOS, TMOS, hexFET, trench MOSFET y waveFET. Todos estos FET de potencia utilizan geometrías de canal diferentes para aumentar sus valores máximos permitidos. Estos dispositivos pueden manejar corrientes máximas desde 1 A hasta más de 200 A, y potencias máximas que van desde 1 W hasta más de 500 W.

La Figura 14.23a muestra la estructura de un MOSFET en modo de enriquecimiento en un circuito integrado. La fuente se encuentra a la izquierda, la puerta en el centro y el drenador en la parte derecha. Los electrones libres fluyen en sentido horizontal desde la fuente al drenador cuando V_{GS} es mayor que $V_{GS(umbral)}$. Esta estructura limita la corriente máxima porque los electrones libres deben fluir a lo lar go de la estrecha capa de inversión, lo que se

Figura 14.23 Estructuras MOS: (a) Estructura convencional del MOSFET. (b) Estructura del VMOS.



ha simbolizado mediante la línea de puntos. Debido a que el canal es muy estrecho, los dispositivos MOS convencionales tienen corrientes de drenador máximas pequeñas y una baja disipación de potencia.

La Figura 14.23*b* muestra la estructura de un dispositivo **VMOS (Vertical MOS)**. Tiene dos fuentes en la parte superior, que habitualmente está conectadas, y el sustrato se comporta como el drenador. Cuando V_{GS} es mayor que V_{GS}(umbral), los electrones libres fluyen en vertical y hacia abajo desde las dos fuentes hacia el drenador. Puesto que el canal de conducción es mucho más ancho a lo largo de ambos lados de la ranura en V, la corriente puede ser mucho más grande. Esto permite al dispositivo VMOS comportarse como un FET de potencia.

La Tabla 14.2 enumera una serie de dispositivos FET de potencia comercialmente disponibles. Observe que $V_{GS(\text{on})}$ es igual a 10 V para todos estos dispositivos. Puesto que son dispositivos físicamente grandes, requieren tensiones $V_{GS(\text{on})}$ altas para garantizar el funcionamiento en la región óhmica. Como puede ver, los valores límites de potencia de estos dispositivos son considerables, son capaces de manejar aplicaciones como controles en automoción, iluminación y calefacción.

El análisis de un circuito FET de potencia es igual que el correspondiente al de los dispositivos de pequeña señal. Cuando se excita con una $V_{GS(\text{on})}$ de 10 V, el FET de potencia presenta una resistencia pequeña $R_{DS(\text{on})}$ en la región óhmica. Como antes, una $I_{D(\text{sat})}$ menor que $I_{D(\text{on})}$ cuando $V_{GS} = V_{GS(\text{on})}$ garantiza que el dispositivo estará polarizado en la región óhmica y se comportará como una resistencia pequeña.

Carencia de calentamiento descontrolado

Como se ha visto en el Capítulo 12, los transistores de unión bipolares pueden resultar destruidos debido al *calentamiento descontrolado.* El problema con los transistores bipolares es el coeficiente de temperatura negativo de V_{BE}. Cuando la temperatura interna aumenta, V_{BE} disminuye, lo que incrementa la corriente de colector, forzando a que la temperatura sea más alta. Pero una temperatura más alta reduce todavía más V_{BE}. Si no se disipa el calor de la forma apropiada, el transistor bipolar se calentará de forma descontrolada y resultará destruido.

Una ventaja importante de los FET de potencia sobre los transistores bipolares es la carencia de calentamiento descontrolado. La resistencia $R_{DS(\text{on})}$ de un MOSFET tiene un coeficiente de temperatura positivo. Cuando la temperatura interna aumenta, $R_{DS(\text{on})}$ aumenta y reduce la corriente de drenador, lo que hace descender la temperatura. En consecuencia, los FET de potencia son inherentemente estables con la temperatura y no se calientan de forma descontrolada.

Tabla 14.2 Ejemplos de dispositivos FET de potencia

Dispositivo	$V_{GS(\text{on})}$, V	$I_{D\,(\text{on})}$, A	$R_{DS(on)}$, Ω	$I_{D(\text{máx})}$, A	$P_{D(\text{máx})}$, W
MTP4N80E	10	2	1,95	4	125
MTV10N100E	10	5	1,07	10	250
MTW24N40E	10	12	0,13	24	250
MTW45N10E	10	22,5	0,035	45	180
MTE125N20E	10	62,5	0,012	125	460

FET de potencia en paralelo

Los transistores de unión bipolares no pueden conectarse en paralelo porque sus caídas de tensión V_{BE} no se aproximan lo suficiente. Si intentamos conectarlos en paralelo, se produce un efecto de *acaparamiento de corriente.* Esto quiere decir que el transistor con la menor tensión V_{BE} toma más corriente de colector que los demás.

Los FET de potencia conectados en paralelo no sufren este problema del acaparamiento de la corriente. Si uno de los FET de potencia trata de acaparar la corriente, su temperatura interna aumentará. Esto aumenta su resistencia $R_{DS(on)}$, lo que reduce su corriente de drenador. El efecto global es que todos los FET de potencia tengan la misma corriente de drenador.

INFORMACIÓN ÚTIL

En muchos casos, se usan dispositivos bipolares y dispositivos MOS en el mismo circuito electrónico. Un circuito que hace de interfaz conecta la salida de un circuito con la entrada del siguiente: su función consiste en tomar la señal de salida del excitador y acondicionarla de manera que sea compatible con los requisitos de la carga.

Desconexión más rápida

Como se ha mencionado anteriormente, los portadores minoritarios de los transistores bipolares se almacenan en el área de la unión durante la polarización directa. Cuando se intenta poner en corte un transistor bipolar, las cargas almacenadas fluyen durante un tiempo, impidiendo que se produzca un paso a la región de corte rápida. Puesto que un FET de potencia no tiene portadores minoritarios, puede hacer que deje de fluir la corriente mucho más rápidamente que un transistor bipolar. Normalmente, un FET de potencia puede hacer que deje de fluir una corriente del orden de amperios en una décimas de nanosegundos, por lo que es de 10 a 100 veces más rápido que un transistor de unión bipolar comparable.

FET de potencia como interfaz

Los circuitos integrados digitales son dispositivos de baja potencia porque pueden sólo suministrar corrientes de carga pequeñas. Si deseamos utilizar la salida de un circuito integrado digital para excitar una carga de alta corriente, podemos emplear un FET de potencia como **interfaz** (un dispositivo B que permite que un dispositivo A se comunique con, o controle, un dispositivo C).

La Figura 14.24 muestra cómo puede controlar un CI digital una carga de alta potencia. La salida del CI digital excita la puerta del FET de potencia. Cuando la salida digital está a nivel alto, el FET de potencia se comporta como un interruptor cerrado. Cuando la salida digital está a nivel bajo, el FET de potencia opera como un interruptor abierto. La interfaz entre los CI digitales (EMOS y CMOS de pequeña señal) con cargas de alta potencia es una de las aplicaciones más importantes de los FET de potencia.

La Figura 14.25 es un ejemplo de un CI digital que controla una carga de alta potencia. Cuando la salida del CMOS está a nivel alto, el FET de potencia se comporta como un interruptor cerrado. Entonces la tensión en el devanado del motor es aproximadamente 12 V, y el eje del motor gira. Cuando la salida del CMOS está a nivel bajo, el FET de potencia es un circuito abierto y el motor deja de girar.

Figura 14.24 El FET de potencia es la interfaz entre el CI digital de baja potencia y la carga de alta potencia.

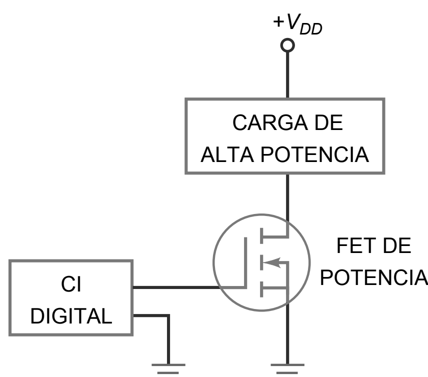
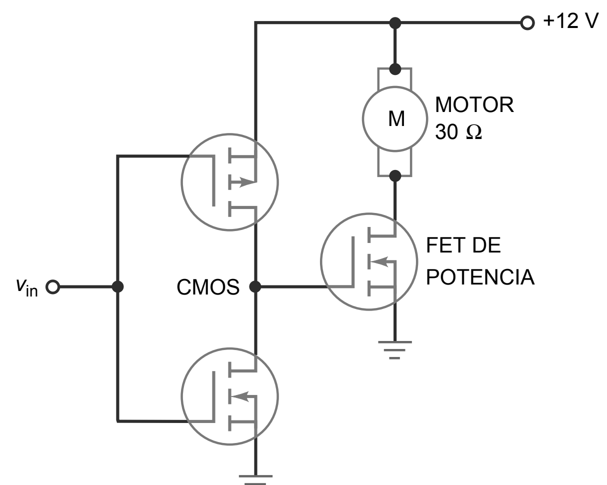


Figura 14.25 Utilización de un FET de potencia para controlar un motor.



Convertidores de continua-alterna (cc-ca; dc-ac)

Cuando se produce una fallo repentino en la alimentación, las computadoras dejan de funcionar y pueden perderse datos valiosos. Una solución consiste en utilizas un**sistema de alimentación ininterrumpida (SAI)** o UPS (*uninterruptible power supply*). Un SAI contiene una batería y un convertidor de continua en alterna (cc-ca). La idea básica es la siguiente: cuando se produce un fallo de alimentación, la tensión de la batería se convierte en una tensión alterna que se aplica a la computadora.

La Figura 14.26 muestra un **convertidor de continua-alterna (cc-ca)**,la idea básica se fundamenta en un SAI. Cuando la alimentación falla, otros circuitos (amplificadores operacionales que estudiaremos más adelante) se activan y generan una onda cuadrada para excitar la puerta. La onda cuadrada de entrada hace que el FET conmute de un estado a otro. Dado que en los devanados del transformador aparecerá una onda cuadrada, el devanado del secundario puede suministrar la tensión alterna necesaria para mantener a la computadora en funcionamiento. Un SAI comercial es más complejo que esto, pero la idea básica de convertir corriente continua en alterna es la misma.

Convertidores de continua-continua (cc-cc; dc-dc)

La Figura 14.27 es un **convertidor de continua-continua**, un circuito que convierte una tensión continua de entrada en una tensión continua de salida, que puede ser más grande o más pequeña. El FETde potencia conmuta de un nivel al otro, produciendo una onda cuadrada en el devanado del secundario. El rectificador de media onda y el filtro con condensador a la entrada producen entonces la tensión de salida V_{out}. Utilizando diferentes relaciones de espiras, podemos obtener una tensión continua de salida que será más grande o más pequeña que la tensión de entrada V_{in}. Para obtener menos rizado, podemos emplear un rectificador de onda completa o un rectificador en puente. El convertidor de continua en continua es una de las partes más importantes de un circuito de conmutación o de las fuentes de alimentación conmutadas. Esta aplicación se abordará en el Capítulo 24.

Figura 14.26 Convertidor de continua en alterna rudimentario.

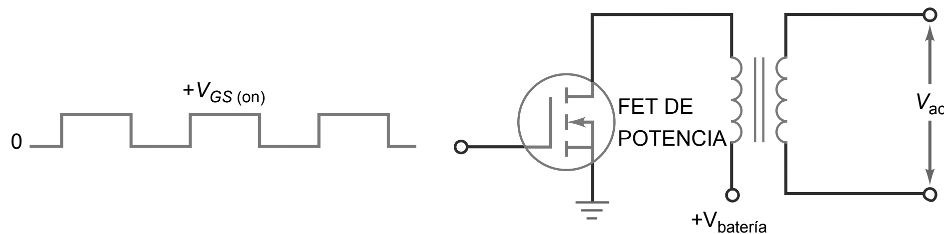
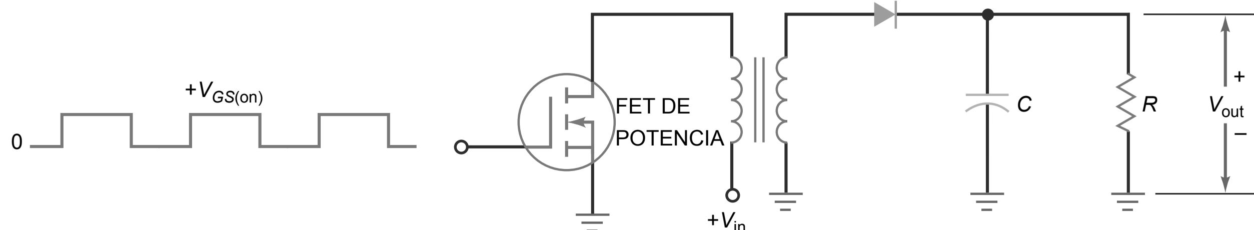


Figura 14.27 Convertidor de continua en continua rudimentario.



Ejemplo 14.9

¿Cuál es la corriente a través del devanado del motor de la Figura 14.28?

SOLUCIÓN La Tabla 14.2 proporciona $V_{GS(on)} = 10$ V, $I_{D(on)} = 2$ A y $R_{DS(on)} = 1{,}95\ \Omega$ para un MTP4N80E. En la Figura 14.28, la corriente de saturación es:

$$I_{D(sat)} = \frac{30\ \text{V}}{30\ \Omega} = 1\ \text{A}$$

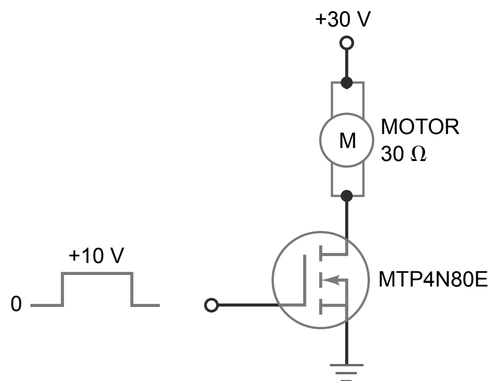


Figura 14.28 Ejemplo de control de un motor.

Puesto que es menor que 2 A, el FET de potencia es equivalente a una resistencia de 1,95 Ω. Idealmente, la corriente a través del devanado del es 1 A. Si incluimos la resistencia de 1,95 Ω en los cálculos, la corriente será:

$$I_D = \frac{30 \text{ V}}{30\ \Omega + 1{,}95\ \Omega} = 0{,}939 \text{ A}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 14.9 Repita el Ejemplo 14.9 utilizando un MTW24N40E y utilice los datos facilitados en laTabla 14.2.

Ejemplo 14.10

Durante el día, el fotodiodo del circuito de la Figura 14.29 está conduciendo y la tensión de puerta es un nivel bajo. Por la noche, el fotodiodo no conduce y la tensión de puerta aumenta hasta +10 V. Por tanto, el circuito enciende la lámpara automáticamente por la noche. ¿Cuál es la corriente a través de la lámpara?

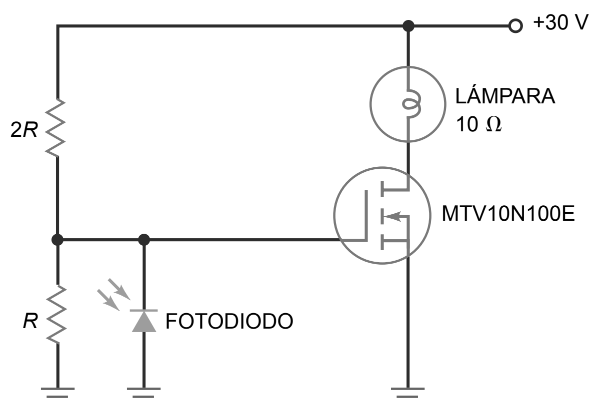


Figura 14.29 Control automático de luz.

SOLUCIÓN La Tabla 14.2 proporciona los datos siguientes para un MTV10N100E: $V_{GS(\text{on})} = 10$ V, $I_{D(\text{on})} = 5$ A y $R_{DS(\text{on})}$ igual a 1,07 Ω. En el circuito de la Figura 14.29, la corriente de saturación es:

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{30 \text{ V}}{10\ \Omega} = 3 \text{ A}$$

Puesto que es menor que 5 A, quiere decir que el FET de potencia es equivalente a una resistencia de 1,07 Ω, y la corriente por la lámpara es:

$$I_D = \frac{30 \text{ V}}{10\ \Omega + 1{,}07\ \Omega} = 2{,}71 \text{ A}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 14.10 Halle la corriente por la lámpara del circuito de la Figura 14.29 utilizando un MTP4N80E y los datos disponibles en la Tabla 14.2.

Ejemplo 14.11

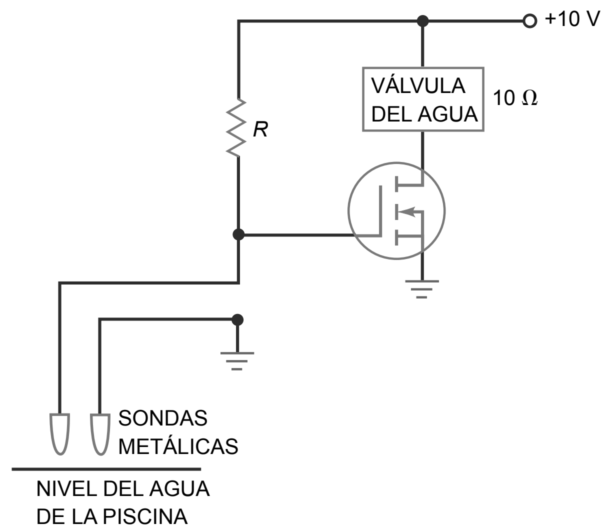
El circuito de la Figura 14.30 llena automáticamente una piscina cuando el nivel del agua está bajo. Cuando el nivel de agua está por debajo de las dos sondas metálicas, la tensión de puerta aumenta hasta +10 V, el FET de potencia conduce y la válvula del agua se abre para llenar la piscina.

Cuando el nivel del agua se eleva por encima de las sondas metálicas, la resistencia entre las sondas se hace muy baja porque el agua es un buen conductor. En este caso, la tensión de puerta pasa a nivel bajo, el FET de potencia se abre y la válvula de agua se cierra.

¿Cuál es la corriente a través de la válvula del agua de la Figura 14.30 si el FETde potencia trabaja en la región óhmica con una $R_{DS(\text{on})}$ de 0,5 Ω?

SOLUCIÓN La corriente por la válvula es:

Figura 14.30 Rellenador automático de piscinas.

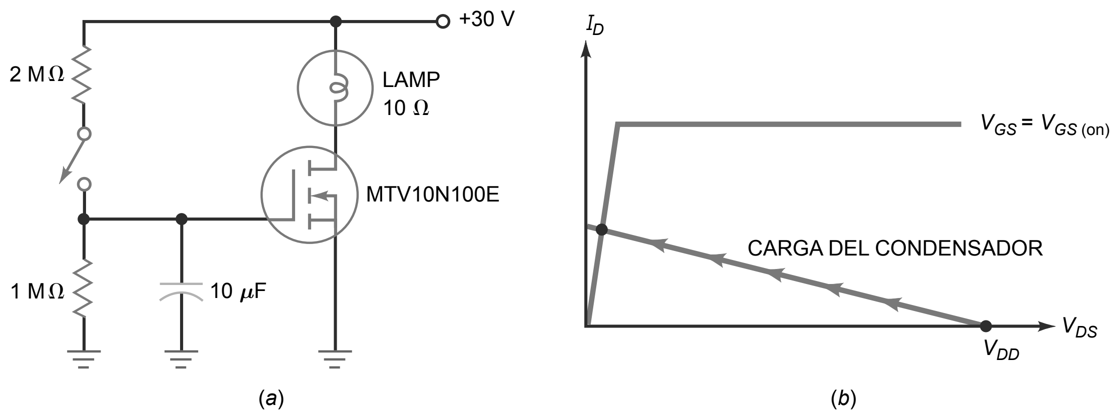


$$I_D = \frac{10\ \text{V}}{10\ \Omega + 0{,}5\ \Omega} = 0{,}952\ \text{A}$$

Ejemplo 14.12

¿Qué función realiza el circuito de la Figura 14.31*a*? ¿Cuál es la constante de tiempo *RC*? ¿Cuál es la potencia de la lámpara para su intensidad de luz máxima?

Figura 14.31 Encendido gradual de una lámpara.



SOLUCIÓN Cuando el interruptor manual se cierra, el condensador se car ga lentamente hasta 10 V. Cuando la tensión de puerta aumenta por encima de $V_{GS(\text{umbral})}$, el FET de potencia comienza a conducir. Puesto que la tensión de puerta está cambiando lentamente, el punto de trabajo del FET de potencia se desplaza lentamente a través de la región activa mostrada en la gráfica de la Figura 14.31 *b*. En consecuencia, la lámpara comienza a brillar gradualmente. Cuando el punto de trabajo del FET de potencia alcanza finalmente la región óhmica, la intensidad de la lámpara es máxima. El efecto global es un *encendido gradual* de la lámpara.

La resistencia de Thevenin que ve el condensador es:

$$R_{TH} = 2\ \text{M}\Omega \parallel 1\ \text{M}\Omega = 667\ \text{k}\Omega$$

La constante de tiempo *RC* es:

$RC = (667\ k\Omega)(10\ \mu F) = 6{,}67\ s$

Utilizando la Tabla 14.2, vemos que para el MTV10N100E, $R_{DS(on)}$ es igual a 1,07 Ω. La corriente por la lámpara es:

$$I_D = \frac{30\ V}{10\ \Omega + 1{,}07\ \Omega} = 2{,}71\ A$$

y la potencia de la lámpara es:

$$P = (2{,}71\ A)^2(10\ \Omega) = 73{,}4\ W$$

14.9 Amplificadores E-MOSFET

Como se ha explicado en las secciones anteriores, el E-MOSFETtiene su principal uso como conmutador. Sin embargo, en algunas aplicaciones este dispositivo se utiliza como amplificador. Entre dichas aplicaciones se incluyen los amplificadores de RF de alta frecuencia empleados en las primeras etapas de los equipos de comunicaciones y los E-MOSFET de potencia empleados en los amplificadores de potencia de clase AB.

En los E-MOSFET, V_{GS} tiene que ser mayor que $V_{GS(umbral)}$ para que haya corriente de drenador, lo que elimina la autopolarización, la polarización de fuente de corriente y la polarización cero, ya que todos estos métodos de polarización operan en modo de vaciamiento. Esto nos deja la polarización de puerta y la polarización mediante divisor de tensión. Estos dos métodos de polarización funcionarán con los E-MOSFET porque pueden operar en modo de enriquecimiento.

La Figura 14.32 muestra las curvas de drenador y la curva de transconductancia de un E-MOSFET de canal *n*. La curva de transferencia parabólica es similar a la del MOSFETen modo de vaciamiento, aunque con algunas importantes diferencias. El E-MOSFET sólo opera en modo de enriquecimiento.Además, la corriente de drenador no aparece hasta que $V_{GS} = V_{GS(umbral)}$. De nuevo, esto demuestra que el E-MOSFET es un dispositivo normalmente en corte controlado por tensión. Puesto que la corriente de drenador es cero cuando $V_{GS} = 0$, la fórmula estándar de la transconductancia no será válida para el E-MOSFET . La corriente de drenador puede hallarse somo sigue:

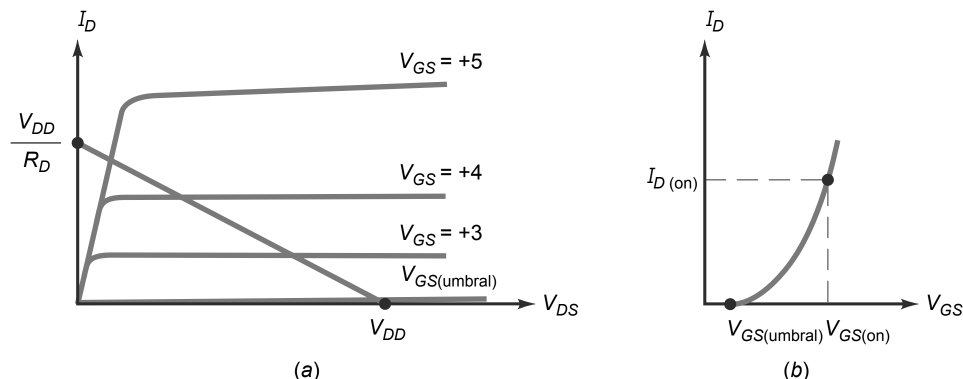
$$I_D = k[V_{GS} - V_{GS(umbral)}]^2 \tag{14.7}$$

donde *k* es un valor constante para el E-MOSFET y queda determinada por la siguiente expresión:

$$k = \frac{I_{D(on)}}{\left[V_{GS(on)} - V_{GS(umbral)}\right]^2} \tag{14.8}$$

La hoja de características de un FET en modo de enriquecimiento de canal *n* 2N7000 se muestra en la Figura 14.12. De nuevo, los valores importantes que se necesitan son: $I_{D(on)}$, $V_{GS(on)}$ y $V_{GS(th)}$ [th = umbral]. Las especificaciones para el 2N7000 indican un amplio rango para cada uno de los valores. En los cálculos se emplearán siempre los valores típicos. Podemos ver que $I_{D(on)}$ es 600 mA cuando $V_{GS} = 4{,}5$ V. Por tanto, utilizaremos 4,5 V

Figura 14.32 Un E-MOSFET de canal *n*. (*a*) Curvas de drenador. (*b*) Curva de transconductancia.



para los valores de $V_{GS(\text{on})}$. Podemos ver también que $V_{GS(\text{th})}$ tiene un valor típico de 2,1 V cuando $V_{DS} = V_{GS}$ e $I_D = 1$ mA.

Ejemplo 14.13

Utilizando la hoja de características del 2N7000 y los valores típicos, halle el valor de la constante k y de I_D para los valores de V_{GS} de 3 V y 4,5 V.

SOLUCIÓN Utilizando los valores especificados y la Ecuación (14.8), vemos que k es:

$$k = \frac{600 \text{ mA}}{[4{,}5 \text{ V} - 2{,}1 \text{ V}]^2}$$

$$k = 104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$$

Conocido el valor de la constante k, podemos obtener I_D para los distintos valores de V_{GS}. Por ejemplo, si $V_{GS} =$ 3 V, I_D es:

$$I_D = (104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2)[3 \text{ V} - 2{,}1 \text{ V}]^2$$

$$I_D = 84{,}4 \text{ mA}$$

y cuando $V_{GS} = 4{,}5$ V I_D es:

$$I_D = (104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2)[4{,}5 \text{ V} - 2{,}1 \text{ V}]^2$$

$$I_D = 600 \text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 14.13 Utilizando la hoja de características del 2N7000 y los valores mínimos especificados de $I_{D(\text{on})}$ y $V_{GS(\text{th})}$, hallar el valor de la constante k y de I_D cuando $V_{GS} = 3$ V.

La Figura 14.33*a* muestra otro método de polarización para los E-MOSFET denominado **polarización por realimentación de drenador**. Este método de polarización es comparable a la polarización por realimentación de colector utilizada en los transistores de unión bipolares. Cuando el MOSFET está conduciendo, tiene una corriente de drenador $I_{D(\text{on})}$ y una tensión de drenador $V_{DS(\text{on})}$. Puesto que prácticamente no hay corriente de puerta, $V_{GS} = V_{DS(\text{on})}$. Al igual que en la polarización por realimentación de colector, la polarización por realimentación de drenador tiende a compensar las variaciones en las características del FET. Por ejemplo, si $I_{D(\text{on})}$ trata de aumentar por alguna razón, $V_{DS(\text{on})}$ disminuirá, lo que reduce V_{GS} y compensa parcialmente el incremento original de $I_{D(\text{on})}$.

La Figura 14.33*b* muestra el punto Q sobre la curva de transconductancia. El punto Q tiene las coordenadas de $I_{D(\text{on})}$ y $V_{DS(\text{con})}$. A menudo, las hojas de características de los E-MOSFETs proporcionan un valor de $I_{D(\text{on})}$ para $V_{GS} = V_{DS(\text{on})}$. Cuando se diseña un circuito así, se debe seleccionar un valor de R_D que produzca el valor especificado de V_{DS}, y puede hallarse aplicando la siguiente expresión:

$$\boldsymbol{R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS(\text{on})}}{I_{D(\text{on})}}} \qquad \textbf{(14.9)}$$

Ejemplo 14.14

La hoja de características para el E-MOSFET mostrado en la Figura 14.33*a* especifica $I_{D(\text{on})} = 3$ mA y $V_{DS(\text{on})} =$ 10 V. Si $V_{DD} = 25$ V, seleccione un valor de R_D que permita al MOSFET operar en el punto Q especificado.

SOLUCIÓN Hallamos el valor de R_D utilizando la Ecuación (14.9):

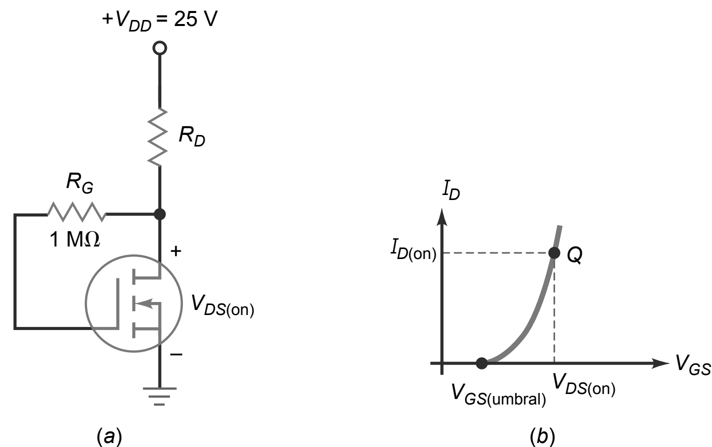
$$R_D = \frac{25 \text{ V} - 10 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 5 \text{ k}\Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 14.14 En la Figura 14.33*a*, cambie V_{DD} a +22 V y calcule R_D.

El valor de la transconductancia en directa, g_{FS}, se especifica en la mayoría de las hojas de características de los MOSFET. Para el 2N7000, se proporciona un valor mínimo y un valor típico para $I_D = 200$ mA. El valor mínimo es de 100 mS y el valor típico es igual a 320 mS. El valor de la transconductancia variará dependiendo del punto de trabajo Q del circuito, de acuerdo con las relaciones $I_D = k\,[V_{GS} - V_{GS(\text{th})}]^2$ y $g_m = \dfrac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$. A partir de estas ecuaciones, podemos determinar que:

$$g_m = 2\,k\,[V_{GS} - V_{GS(\text{umbral})}] \qquad (14.10)$$

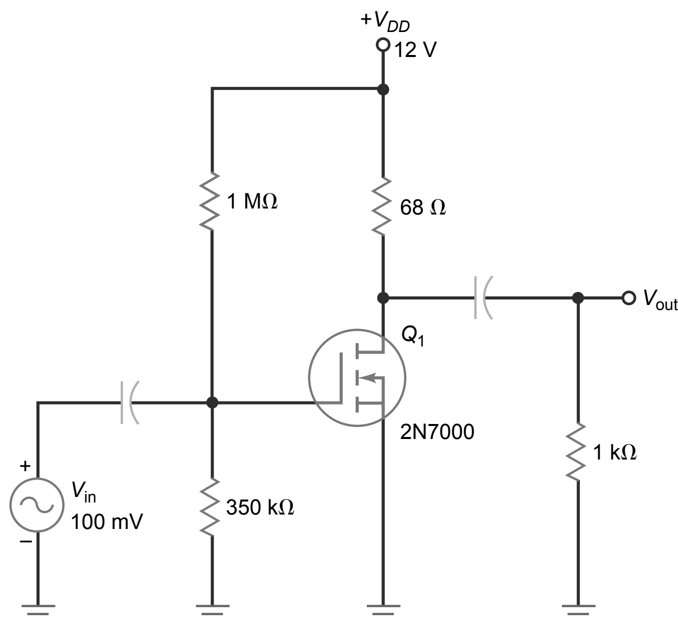
Figura 14.33 Polarización por realimentación de drenador. (*a*) Método de polarización. (*b*) Punto *Q*.



Ejemplo 14.15

En el circuito de la Figura 14.34, halle V_{GS}, I_D, g_m y V_{out}. Las especificaciones del MOSFET son $k = 104 \times 10^{-3}$ A/V^2, $I_{D(on)} = 600$ mA y $V_{GS(\text{umbral})} = 2{,}1$ V.

Figura 14.34 Amplificador E-MOSFET.



SOLUCIÓN En primer lugar hallamos el valor de V_{GS}:

$$V_{GS} = V_G$$

$$V_{GS} = \frac{350\text{ k}\Omega}{350\text{ k}\Omega + 1\text{ M}\Omega}(12\text{ V}) = 3{,}11\text{ V}$$

A continuación, calculamos I_D:

$$I_D = (104 \times 10^{-3}\text{ A/V}^2)\,[3.11\text{ V} - 2.1\text{ V}]^2 = 106\text{ mA}$$

El valor de la transconductancia, g_m es:

$$g_m = 2\,k\,[3.11\text{ V} - 2.1\text{ V}] = 210\text{ mS}$$

La ganancia de tensión de este amplificador en fuente común es la misma que la de otros dispositivos FET:

$$A_V = g_m r_d$$

donde $r_d = R_D \parallel R_L = 68\ \Omega \parallel 1\text{ k}\Omega = 63{,}7\ \Omega$. Por tanto,

$$A_V = (210\text{ mS})(63{,}7\ \Omega) = 13{,}4 \quad \text{y}$$

$$V_{out} = (A_V)(V_{in}) = (13{,}4)(100\text{ mV}) = 1{,}34\text{ mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 14.15 Repita el Ejemplo 14.15 con $R_2 = 330$ kΩ.

Tabla-resumen 14.1	Amplificadores MOSFET
Circuito	**Características**
D-MOSFET	• Dispositivo normalmente en conducción. • Métodos de polarización: polarización cero, polarización de puerta, autopolarización y polarización mediante divisor de tensión $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right)^2$ $V_{DS} = V_D - V_S$ $g_m = g_{mo}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right)$ $A_V = g_m r_d \quad Z_{\text{in}} \approx R_G \quad Z_{\text{out}} \approx R_D$
E-MOSFET	• Dispositivo normalmente en corte • Métodos de polarización: polarización de puerta, polarización mediante divisor de tensión y polarización por realimentación de drenador $I_D = k\,[V_{GS} - V_{GS(\text{th})}]^2$ $k = \frac{I_{D(\text{on})}}{[V_{GS(\text{on})} - V_{GS(\text{th})}]^2}$ $g_m = 2\,k\,[V_{GS} - V_{GS(\text{th})}]$ $A_V = g_m r_d \quad Z_{\text{in}} \approx R_1 \Vert R_2$ $Z_{\text{out}} \approx R_D$

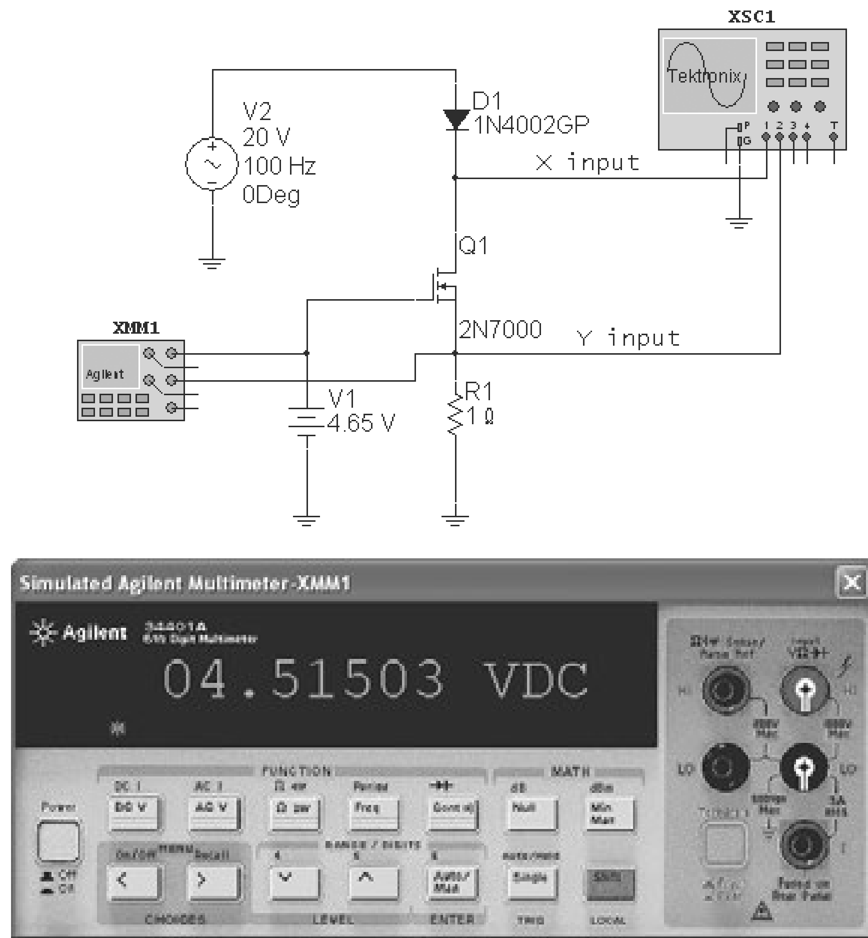
La Tabla-resumen 14.1 muestra los amplificadores D-MOSFET y E-MOSFET junto con sus ecuaciones y características básicas.

14.10 Cómo probar un MOSFET

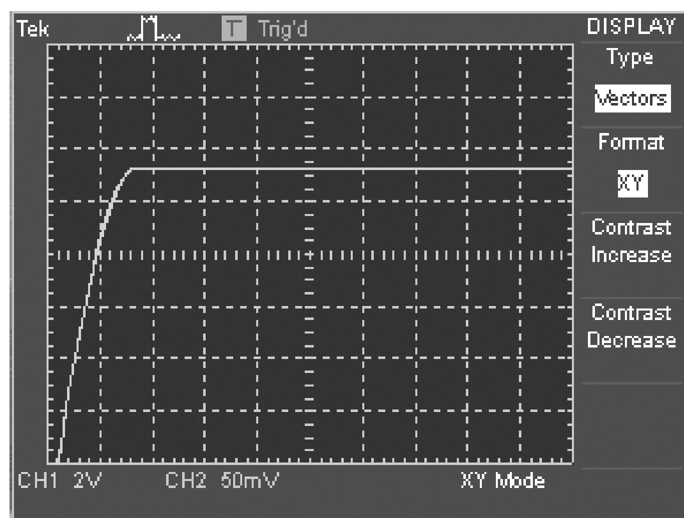
Los dispositivos MOSFET requieren un cuidado especial cuando se les prueba para determinar su correcto funcionamiento. Como se ha mencionado anteriormente, la delgada capa de dióxido de silicio que hay entre la puerta y el canal puede destruirse fácilmente si V_{GS} es mayor que $V_{GS(\text{máx})}$. A causa de la puerta aislada y de la construcción del canal, probar los dispositivos MOSFET con un óhmetro o un multímetro digital no resulta muy efectivo. Un buen método de probar estos dispositivos consiste en emplear un trazador de curvas. Si no se dispone de un trazados de curvas, pueden construirse circuitos de pruebas especiales. La Figura 14.35 *a* muestra un circuito capaz de probar tanto los MOSFET en modo de vaciamiento como los MOSFET en modo de enriquecimiento. Cambiando el nivel de tensión y la polaridad de V_1, se puede probar el dispositivo en los modos de funcionamiento de vaciamiento y enriquecimiento. La curva de drenador mostrada en la Figura 14.35*b* especifica una corriente de drenador aproximada de 275 mA cuando V_{GS} = 4,52 V. El eje *y* se fija para visualizar 50 mA/div.

Una alternativa a los métodos de prueba anteriores consiste simplemente en sustituir el componente. Midiendo los valores de las tensiones dentro del circuito, a menudo es posible deducir si el dispositivo MOSFET es defectuoso y la sustitución del mismo por un componente que se sepa que es correcto le llevará a la conclusión final.

Figura 14.35 Circuito de prueba de un MOSFET.



(*a*)



(*b*)

Resumen

SEC. 14.1 MOSFET EN MODO DE VACIAMIENTO

El MOSFET en modo de vaciamiento, o *D-MOSFET*, tiene una fuente, una puerta y un drenador. La puerta está aislada del canal, por lo que su resistencia de entrada es muy alta. El D-MOSFET tiene limitado su uso principalmente a los circuitos de RF.

SEC. 14.2 CURVAS DEL MOSFET EN MODO DE VACIAMIENTO

Las curvas de salida de un D-MOSFET son similares a las de los JFET cuando el dispositivo MOS opera en modo de vaciamiento. A diferencia de los JFET, los D-MOSFET también pueden trabajar en modo de enriquecimiento. Cuando trabajan en dicho modo, la corriente de drenador es mayor que I_{DSS}.

SEC. 14.3 AMPLIFICADORES MOSFET EN MODO DE VACIAMIENTO

Los D-MOSFET se emplean principalmente como amplificadores de RF. Los D-MOSFET tienen una buena respuesta a alta frecuencia, generan niveles bajos de ruido eléctrico y mantienen valores altos de impedancia de entrada sea V_{GS} negativa o positiva. Los D-MOSFET de doble puerta se pueden utilizar con circuitos de control automático de ganancia (CAG).

SEC. 14.4 MOSFET EN MODO DE ENRIQUECIMIENTO

El MOSFET en modo de enriquecimiento o E-MOSFET normalmente está en corte. Cuando la tensión de puerta es igual a la tensión umbral, una capa de inversión de tipo *n* conecta la fuente y el drenador. Cuando la tensión de puerta es mucho mayor que la tensión umbral, el dispositivo conduce fuertemente. A causa de la delgada capa aislante, los MOSFET se destruyen fácilmente si no se toman precauciones a la hora de manipularlos.

SEC. 14.5 LA REGIÓN ÓHMICA

Puesto que el E-MOSFET es fundamentalmente un dispositivo de conmutación, normalmente opera entre el corte y la saturación. Cuando está polarizado en la región óhmica, se comporta como una resistencia pequeña. Si $I_{D(sat)}$ es menor que $I_{D(on)}$ cuando $V_{GS} = V_{GS(on)}$, quiere decir que el E-MOSFET está operando en la región óhmica.

SEC. 14.6 CONMUTACIÓN DIGITAL

Analógico significa que la señal cambia de forma continua; es decir, no se producen saltos repentinos. *Digital* quiere decir que la señal salta de un nivel de tensión a otro distinto. Los circuitos de conmutación incluyen circuitos de alta potencia, así como circuitos digitales de pequeña señal. La conmutación con carga activa es aquella en la que los dispositivos MOSFET se comportan uno como una resistencia de alto valor y el otro como un conmutador.

SEC. 14.7 CMOS

El CMOS utiliza dos MOSFET complementarios, conduciendo uno de ellos y el otro no. El inversor CMOS es un circuito digital básico. Los dispositivos CMOS presentan la ventaja de tener un muy bajo consumo de potencia.

SEC. 14.8 FET DE POTENCIA

Los E-MOSFET discretos pueden fabricarse para manejar corrientes muy altas. Estos dispositivos se conocen como *FET de potencia*, y resultan útiles en controles de automoción, unidades de disco, convertidores, impresoras, iluminación, calefacción, motores y otras aplicaciones.

SEC. 14.9 AMPLIFICADORES E-MOSFET

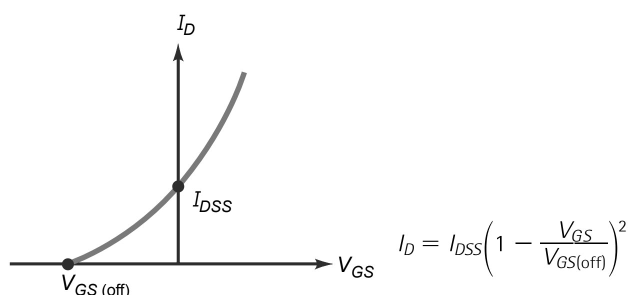
Además de su uso principal como conmutadores de potencia, los E-MOSFET tienen aplicación como amplificadores. La característica de dispositivo normalmente en corte de los E-MOSFET establece que V_{GS} tiene que ser mayor que $V_{GS(th)}$ cuando se emplean como amplificador. La polarización por realimentación de drenador es similar a la polarización por realimentación de colector.

SEC. 14.10 CÓMO PROBAR UN MOSFET

Es complicado probar de manera segura los dispositivos MOSFET utilizando un óhmetro. Si no se dispone de un trazador de curvas de semiconductores, los MOSFET pueden probarse dentro de circuitos de prueba o mediante una simple sustitución.

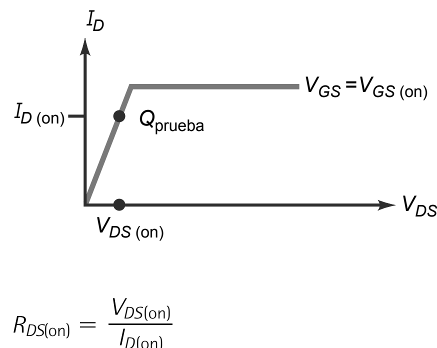
Definiciones

(14.1) Corriente de drenador del D-MOSFET:



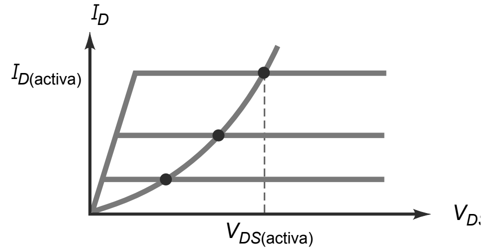
$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2$$

(14.3) Resistencia en la región activa (on):



$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_{D(on)}}$$

(14-6) Resistencia para dos terminales:



$$R_D = \frac{V_{DS(activa)}}{I_{D(activa)}}$$

(14.8) Constante k del E-MOSFET:

$$k = \frac{I_{D(on)}}{[V_{GS(on)} - V_{GS(umbral)}]^2}$$

(14.10) g_m del E-MOSFET:

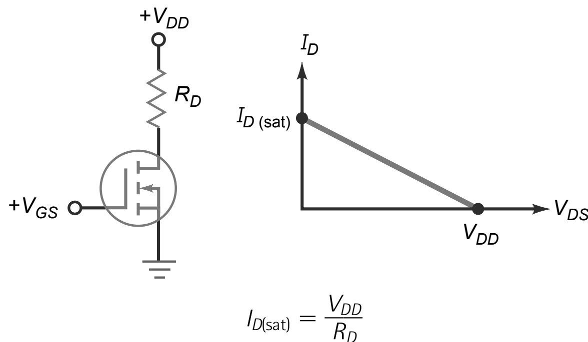
$$g_m = 2\ k\ [V_{GS} - V_{GS(umbral)}]$$

Derivaciones

(14.2) Polarización cero para un D-MOSFET:

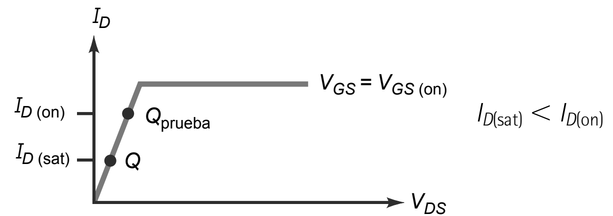
$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS}\ R_D$$

(14.4) Corriente de saturación:



$$I_{D(sat)} = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

(14.5) Región óhmica:



$$I_{D(sat)} < I_{D(on)}$$

(14.7) Corriente de drenador del E-MOSFET:

$$I_D = k\ [V_{GS} - V_{GS(umbral)}]^2$$

(14.9) R_D para la polarización por realimentación de drenador:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS(on)}}{I_{D(on)}}$$

Cuestiones

1. Un D-MOSFET puede trabajar
a. sólo en modo de vaciamiento
b. sólo en modo de enriquecimiento
c. en modo de vaciamiento o en modo de enriquecimiento
d. en modo de baja impedancia

2. Cuando $I_D > I_{DSS}$ en un D-MOSFET de canal n, el dispositivo
a. se destruirá
b. está trabajando en el modo de vaciamiento
c. está polarizado en directa
d. está trabajando en modo de enriquecimiento

3. La ganancia de tensión de un amplificador D-MOSFET depende de
a. R_D
b. R_L
c. g_m
d. Todas las anteriores

4. ¿Cuál de los siguientes dispositivos revolucionó la industria informática?
a. JFET
b. D-MOSFET
c. E-MOSFET
d. FET de potencia

5. La tensión que activa un dispositivo EMOS es la tensión de
a. corte puerta-fuente
b. estrangulamiento
c. umbral
d. codo

6. ¿Cuál de estos parámetros puede aparecer en la hoja de características de un MOSFET en modo de enriquecimiento?
a. $V_{GS(th)}$
b. $I_{D(on)}$
c. $V_{GS(on)}$
d. Todas las anteriores

7. La tensión $V_{GS(on)}$ de un E-MOSFET de canal n es
a. menor que la tensión de umbral
b. igual a la tensión de corte puerta-fuente
c. mayor que $V_{DS(on)}$
d. mayor que $V_{GS(umbral)}$

8. Una resistencia normal es un ejemplo de
a. dispositivo de tres terminales
b. carga activa
c. carga pasiva
d. dispositivo de conmutación

9. Un E-MOSFET con la puerta conectada al drenador es un ejemplo de
a. dispositivo de tres terminales
b. carga activa
c. carga pasiva
d. dispositivo de conmutación

10. Un E-MOSFET que trabaja en la región de corte o en la región óhmica es un ejemplo de
a. fuente de corriente
b. carga activa
c. carga pasiva
d. dispositivo de conmutación

11. Los dispositivos VMOS generalmente
a. conmutan más rápido que los BJT
b. manipulan corrientes pequeñas
c. tienen un coeficiente de temperatura negativo
d. se usan como inversores CMOS

12. Un D-MOSFET se considera un
a. dispositivo normalmente en corte
b. dispositivo normalmente en conducción
c. dispositivo controlado por corriente
d. conmutador de alta potencia

13. CMOS corresponde a
a. Common MOS
b. conmutación por carga activa
c. dispositivos de canal *p* y canal *n*
d. Complementary MOS

14. $V_{GS(on)}$ siempre es
a. menor que $V_{GS(umbral)}$
b. igual a $V_{DS(on)}$
c. mayor que $V_{GS(umbral)}$
d. negativa

15. En la conmutación con carga activa, el E-MOSFET superior es un
a. dispositivo de dos terminales
b. dispositivo de tres terminales
c. conmutador
d. una resistencia pequeña

16. Los dispositivos CMOS utilizan
a. transistores bipolares
b. E-MOSFET complementarios
c. funcionamiento en clase A
d. dispositivos DMOS

17. La ventaja principal de un CMOS es su
a. alta potencia
b. funcionamiento para pequeña señal
c. capacidad de conmutación
d. bajo consumo de potencia

18. Los FET de potencia
a. son circuitos integrados
b. son dispositivos de pequeña señal
c. se usan principalmente con señales analógicas
d. se usan para conmutar corrientes grandes

19. Cuando en un FET de potencia la temperatura interna aumenta,
a. la tensión umbral aumenta
b. la corriente de puerta disminuye
c. la corriente de drenador disminuye
d. la corriente de saturación aumenta

20. La mayoría de los E-MOSFET de pequeña señal se encuentran en
a. aplicaciones de alta corriente
b. circuitos discretos
c. unidades de disco
d. circuitos integrados

21. La mayoría de los FET de potencia
a. se usan en aplicaciones de alta corriente
b. computadoras digitales
c. etapas de RF
d. circuitos integrados

22. Un E-MOSFET de canal *n* conduce cuando
a. $V_{GS} > V_P$
b. existe una capa de inversión de tipo *n*
c. $V_{DS} > 0$
d. capas de vaciamiento

23. En un CMOS, el MOSFET superior
a. es una carga pasiva
b. es una carga activa
c. no conduce
d. es complementario

24. La alta salida de un inversor CMOS es igual a
a. $V_{DD}/2$
b. V_{GS}
c. V_{DS}
d. V_{DD}

25. La $R_{DS\,(on)}$ de un FET de potencia
a. siempre es grande
b. tiene un coeficiente de temperatura negativo
c. tiene un coeficiente de temperatura positivo
d. es una carga activa

Problemas

SEC. 14.2 CURVAS DEL MOSFET EN MODO DE VACIAMIENTO

14.1 Un D-MOSFET de canal *n* tiene las especificaciones siguientes: $V_{GS(off)} = -2$ V e $I_{DSS} = 4$ mA. Para los valores V_{GS} de $-$ 0,5 V; $-$1,0 V; $-$1,5 V; +0,5 V; +1,0 V y +1,5 V, determine I_D sólo en el modo de vaciamiento.

14.2 Con los mismos valores de problema anterior, calcule I_D sólo para el modo de enriquecimiento.

14.3 Un D-MOSFET de canal *p* tiene $V_{GS(off)} = +3$ V e $I_{DSS} =$ 12 mA. Para los valores de V_{GS} de $-$1,0 V; $-$2,0 V; 0 V; +1,5 V y +2,5 V, determine I_D sólo en el modo de vaciamiento.

SEC. 14.3 AMPLIFICADORES MOSFET EN MODO DE VACIAMIENTO

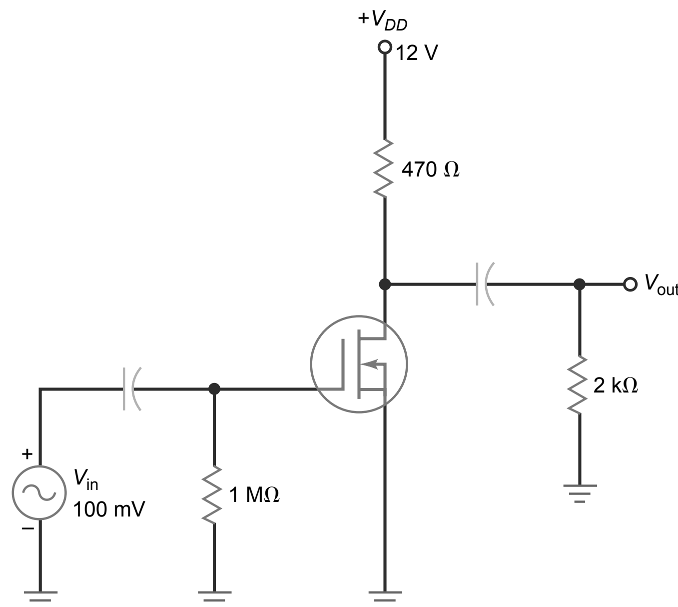
14.4 El D-MOSFET del circuito de la Figura 14.36 tiene $V_{GS\,(off)} =$ $-$3 V e $I_{DSS} = 12$ mA. Determine los valores de la corriente de drenador y de V_{DS} del circuito.

14.5 En la Figura 14.36, ¿cuáles son los valores de r_d, A_v y V_{out} utilizando una g_{mo} de 4000 μS?

14.6 UTilizando la Figura 14.36, halle r_d, A_V y V_{out} si $R_D = 680\ \Omega$ y $R_L = 10$ kΩ.

14.7 ¿Cuál es la impedancia de entrada aproximada del circuito de la Figura 14.36?

Figura 14.36



SEC. 14.5 LA REGIÓN ÓHMICA

14.8 Calcule $R_{DS(on)}$ para los siguientes valores de un E-MOSFET:

a. $V_{DS(on)} = 0{,}1$ V e $I_{D(on)} = 10$ mA

b. $V_{DS(on)} = 0{,}25$ V e $I_{D(on)} = 45$ mA

c. $V_{DS(on)} = 0{,}75$ V e $I_{D(on)} = 100$ mA

d. $V_{DS(on)} = 0{,}15$ V e $I_{D(on)} = 200$ mA

14.9 Un E-MOSFET tiene una $R_{DS(on)} = 2\ \Omega$ cuando $V_{GS(on)} = 3$ V e $I_{D(on)} = 500$ mA. Si está polarizado en la región óhmica, ¿cuál es la tensión para cada una de las siguientes corrientes de drenador?

a. $I_{D(sat)} = 25$ mA

b. $I_{D(sat)} = 50$ mA

c. $I_{D(sat)} = 100$ mA

d. $I_{D(sat)} = 200$ mA

14.10 ¿Qué tensión cae en el E-MOSFET de la Figura 14.37*a* si $V_{GS} = 2{,}5$ V? (utilice la Tabla 14.1).

14.11 Calcule la tensión de drenador en el circuito de la Figura 14.37*b* para una tensión de puerta de +3 V. Suponga que $R_{DS(on)}$ es aproximadamente la misma que el valor proporcionado en la Tabla 14.1.

14.12 Si V_{GS} está a nivel alto en la Figura 14.37*c*, ¿cuál será la tensión en la resistencia de carga del circuito de la Figura 14.37*c*?

14.13 Calcule la tensión en el E-MOSFET de la Figura 14.37*d* para una tensión de entrada a nivel alto.

14.14 ¿Cuál es la corriente por el LED de la Figura 14.38*a* cuando $V_{GS} = 5$ V?

14.15 El relé de la Figura 14.38*b* se cierra cuando $V_{GS} = 2{,}6$ V. ¿Cuál es la corriente del MOSFET cuando la tensión de puerta es un nivel alto? ¿Y la corriente a través de la resistencia de carga final?

Figura 14.37

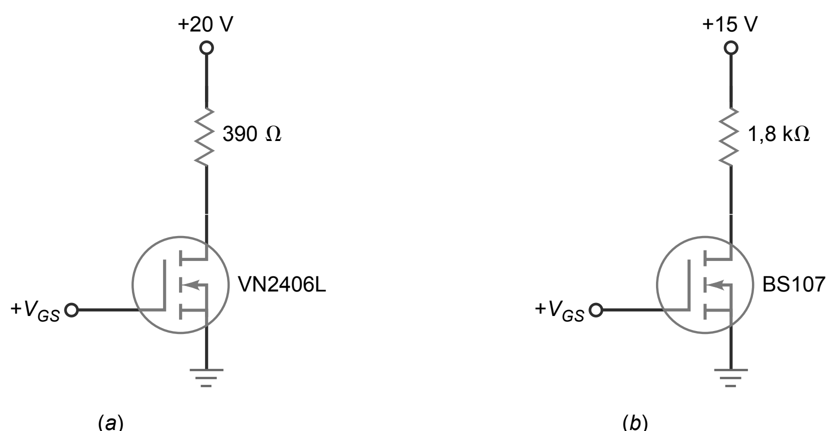


Figura 14.37 (continuación)

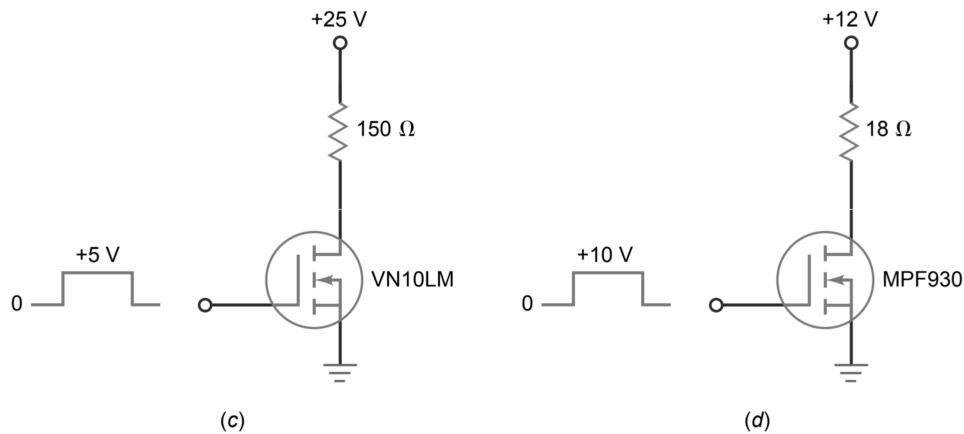
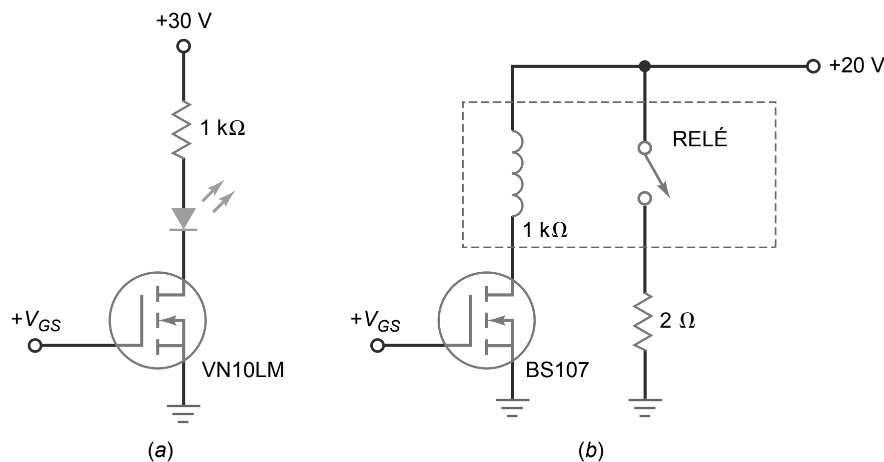


Figura 14.38



SEC. 14.6 CONMUTACIÓN DIGITAL

14.16 Un E-MOSFET tiene los valores siguientes: $I_{D(\text{activa})} = 1$ mA y $V_{DS(\text{activa})} = 10$ V. ¿Cuál es la resistencia de drenador en la región activa?

14.17 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 14.39*a* cuando la entrada está a nivel bajo? ¿Y cuando es un nivel alto?

14.18 En la Figura 14.39*b*, la tensión de entrada es un nivel bajo. ¿Cuál es la tensión de salida? Si la entrada pasa a nivel alto, ¿cuál es la tensión de salida?

14.19 Una onda cuadrada excita la puerta de la Figura 14.39*a*. Si la onda cuadrada tiene un valor de pico a pico lo suficientemente grande como para excitar el MOSFET inferior en la región óhmica, ¿cómo será la forma de onda de salida?

SEC. 14.7 CMOS

14.20 Los MOSFET de la Figura 14.40 tiene $R_{DS(\text{on})} = 250\ \Omega$ y $R_{DS(\text{off})} = 5\ \text{M}\Omega$. ¿Cuál es la forma de onda de salida?

14.21 El E-MOSFET superior de la Figura 14.40 tiene los valores siguientes: $I_{D(\text{on})} = 1$ mA, $V_{DS(\text{on})} = 1$ V, $I_{D(\text{off})} = 1\ \mu$A y $V_{DS(\text{off})} = 10$ V. ¿Cuál es la tensión de salida cuando la tensión de entrada es un nivel bajo? ¿Y cuando es un nivel alto?

14.22 Una onda cuadrada con un valor de pico de 12 V y una frecuencia de 1 kHz se aplica a la entrada del circuito de la Figura 14.40. Describa la forma de onda de salida.

14.23 Durante la transición del nivel bajo al alto en el circuito de la Figura 14.40, la tensión de entrada es de 6 V. En ese instante, ambos MOSFET tienen resistencias activas $R_D = 5$ kΩ. ¿Cuál es el consumo de corriente en dicho instante?

SEC. 14.8 FET DE POTENCIA

14.24 ¿Cuál es la corriente a través del devanado del motor de la Figura 14.41 cuando la tensión de puerta es un nivel bajo? ¿Y cuando es un nivel alto?

14.25 El devanado del motor de la Figura 14.41 se reemplaza por otro con una resistencia de 6 Ω. ¿Cuál es la corriente a través del devanado, cuando la tensión de puerta es un nivel alto?

14.26 ¿Cuál es la corriente a través de la lámpara de la Figura 14.42 cuando la tensión de puerta es un nivel bajo? ¿Y cuando es igual a +10 V?

Figura 14.39

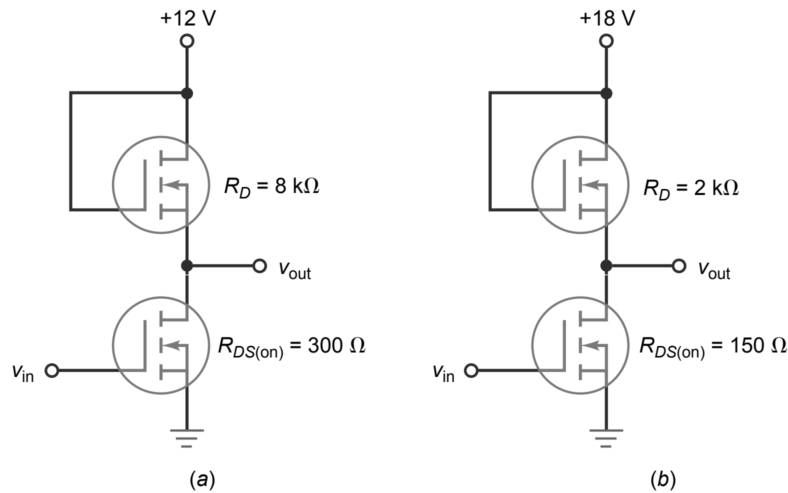


Figura 14.40

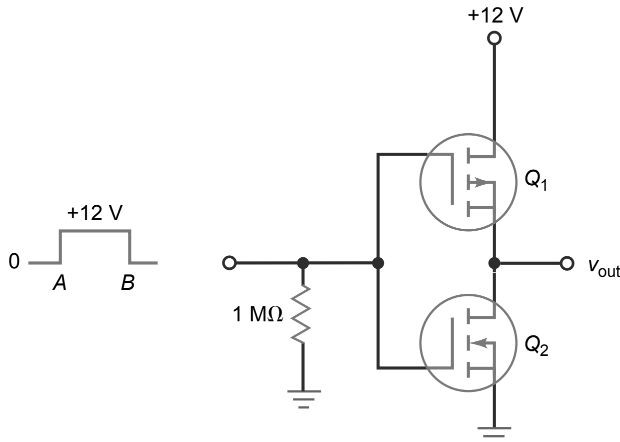
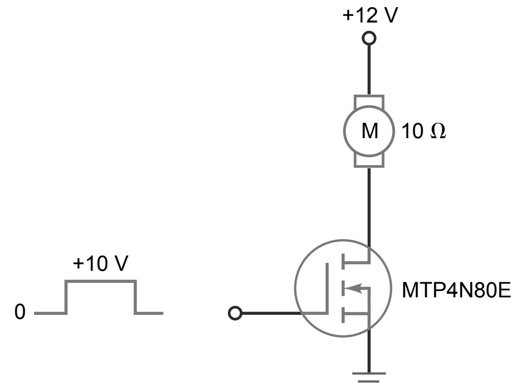


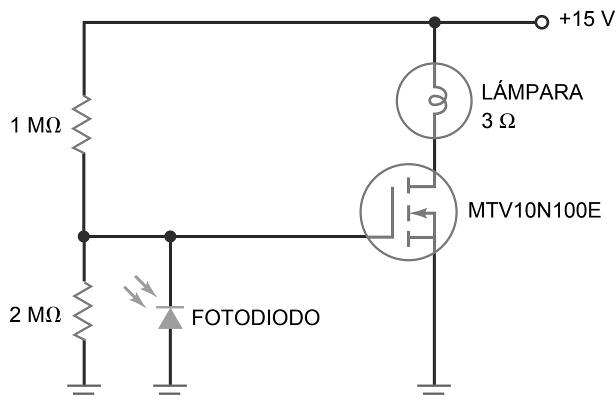
Figura 14.41



14.27 La lámpara de la Figura 14.42 se reemplaza por otra que tiene una resistencia de 5 Ω. ¿Cuál es la potencia de la lámpara cuando es de noche?

14.28 ¿Cuál es la corriente a través de la válvula del agua de la Figura 14.43 cuando la tensión de puerta es un nivel alto? ¿Y cuando es un nivel bajo?

Figura 14.42



14.29 La tensión de alimentación del circuito de la Figura 14.43 se cambia a 12 V y la válvula del agua se reemplaza por otra que tiene una resistencia de 18 Ω. ¿Cuál es la corriente a través de la válvula del agua cuando las sondas están sumergidas? ¿Y cuando las sondas se encuentran por encima del agua?

14.30 ¿Cuál es la constante de tiempo *RC* en el circuito de la Figura 14.44? ¿Y la potencia de la lámpara para la máxima intensidad de la misma?

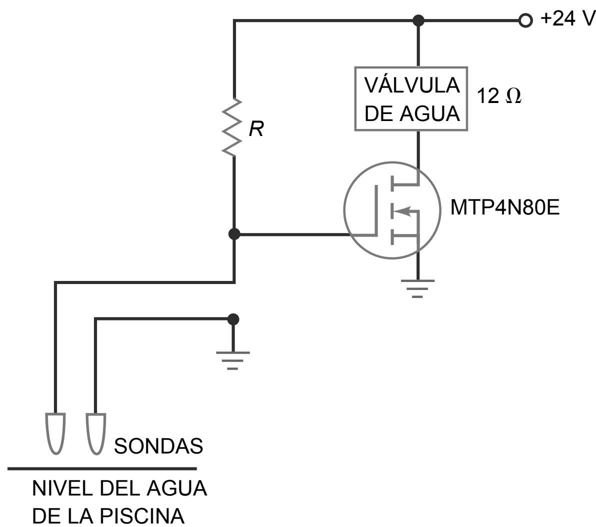
14.31 Las dos resistencias del circuito de puerta de la Figura 14.44 se duplican. ¿Cuál será la constante de tiempo *RC*? Si se cambia la lámpara por otra que tiene una resistencia de 6 Ω, ¿cuál será la corriente por la lámpara cuando su intensidad sea máxima?

SEC. 14.9 AMPLIFICADORES E-MOSFET

14.32 Hallar el valor de la constante k y de I_D en el circuito de la Figura 14.45, utilizando los valores mínimos de $I_{D(on)}$, $V_{GS(on)}$ y $V_{GS(th)}$ para el 2N7000.

14.33 Determinar los valores de g_m, A_V y V_{out} para el circuito de la Figura 14.45 utilizando las especificaciones mínimas.

Figura 14.43



14.34 En la Figura 14.45, cambie R_D a 50 Ω. Halle el valor de la constante k y de I_D utilizando los valores típicos de $I_{D(on)}$, $V_{GS(on)}$ y $V_{GS(th)}$ para el 2N7000.

14.35 Determine los valores de g_m, A_V y V_{out} en la Figura 14.45 utilizando las especificaciones mínimas, V_{DD} igual a +12 V y $R_D = 15\ \Omega$.

Figura 14.44

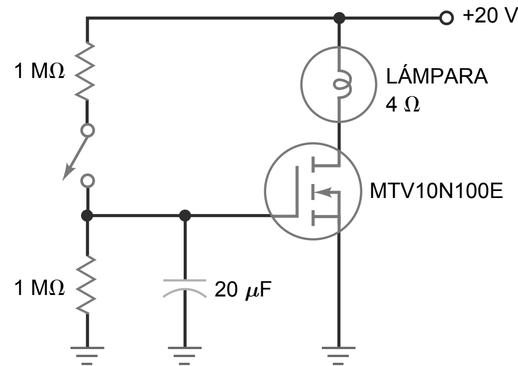
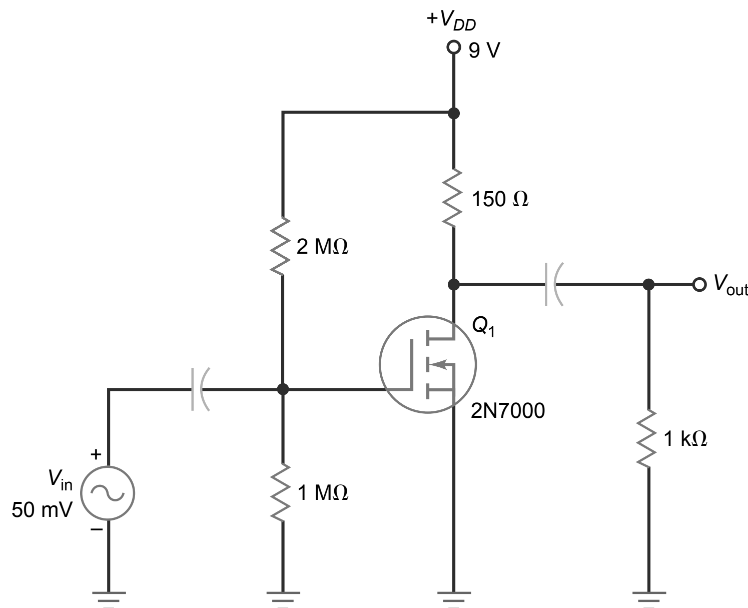


Figura 14.45



Pensamiento crítico

14.36 En la Figura 14.37*c*, la tensión de entrada de puerta es una onda cuadrada con una frecuencia de 1 kHz y un valor de pico de +5 V. ¿Cuál es la disipación media de potencia en la resistencia de carga?

14.37 La tensión de entrada de puerta de la Figura 14.37*d* es una serie de impulsos rectangulares con un ciclo de trabajo del 25 por ciento. Esto quiere decir que la tensión de puerta es un nivel alto durante un 25 por ciento del ciclo y un nivel bajo el resto del tiempo. ¿Cuál es la disipación de potencia media en la resistencia de carga?

14.38 El inversor CMOS de la Figura 14.40 utiliza dispositivos MOSFET con $R_{DS(on)} = 100\ \Omega$ y $R_{DS(off)} = 10\ M\Omega$. ¿Cuál es el consumo de potencia en reposo del circuito? Cuando se aplica una onda cuadrada a la entrada, la corriente media a través de Q_1 es 50 μA. ¿Cuál es el consumo de potencia?

14.39 Si la tensión de puerta es de 3 V en el circuito de la Figura 14.42, ¿cuál es la corriente por el fotodiodo?

14.40 La hoja de características de un MTP16N25E muestra una gráfica normalizada de $R_{DS(off)}$ en función de la temperatura. El valor normalizado aumenta linealmente desde

1 a 2,25 cuando la temperatura de la unión aumenta de 25 a 125°C. Si $R_{DS(on)} = 0{,}17\ \Omega$ a 25°C, ¿cuál será su valor a 100°C?

14.41 En la Figura 14.27, $V_{in} = 12$ V. Si el transformador tiene una relación de espiras de 4:1 y el rizado de salida es muy pequeño, ¿cuál es el valor de la tensión continua de salida V_{out}?

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un E-MOSFET mostrando las regiones *p* y *n*. Explique a continuación el funcionamiento *off-on*.
2. Describa cómo funciona la conmutación con carga activa. Utilice diagramas de circuitos en su exposición.
3. Dibuje un inversor CMOS y explique cómo funciona.
4. Dibuje cualquier circuito que muestre un FET de potencia controlando una corriente de carga grande. Explique el funcionamiento *off-on*. Incluya $R_{DS(on)}$ en su explicación.
5. Algunas personas dicen que la tecnología MOS revolucionó el mundo de la electrónica. ¿Por qué?
6. Enumere y compare las ventajas y desventajas de los amplificadores BJT y FET.
7. Explique qué ocurre cuando la corriente de drenador comienza a aumentar en un FET de potencia.
8. ¿Por qué debe manipularse con cuidado un E-MOSFET?
9. ¿Por qué se conecta un cable metálico delgado alrededor de los terminales de un MOSFET para su suministro?
10. Enumere algunas de las medidas de precaución que se deben tomar al trabajar con dispositivos MOS.
11. ¿Por qué un diseñador generalmente elegirá un MOSFET en lugar de un BJT para realizar la función de conmutación de potencia en una fuente de alimentación conmutada?

Respuestas al autotest

1. c
2. d
3. d
4. c
5. c
6. d
7. d
8. c
9. b
10. d
11. a
12. b
13. d
14. c
15. a
16. b
17. d
18. d
19. c
20. d
21. a
22. b
23. d
24. d
25. c

Respuestas a los problemas prácticos

14.1

V_{GS}	I_D
−1 V	2,25 mA
−2 V	1 mA
0 V	4 mA
+1 V	6,25 mA
+2 V	9 mA

14.2 $V_{out} = 105{,}6$ mV

14.3 $V_{out(off)} = 20$ V; $V_{out(on)} = 0{,}198$ V

14.4 $I_{LED} = 32$ mA

14.6 $V_{out} = 20$ V y 198 mV

14.7 $R_{DS(on)} \cong 222\ \Omega$

14.8 Si $V_{in} > V_{GS(umbral)}$; V_{out} = pulso de +15 V

14.9 $I_D = 0{,}996$ A

14-10 $I_L = 2{,}5$ A

14-13 $k = 5{,}48 \times 10^{-3}$ A/V^2; $I_D = 26$ mA

14-14 $R_D = 4$ kΩ

14-15 $V_{GS} = 2{,}98$ V; $I_D = 80$ m A; $g_m = 183$ mS; $A_V = 11{,}7$; $V_{out} = 1{,}17$ V

Capítulo 15

Tiristores

La palabra **tiristor** viene del griego y significa "puerta", en el sentido de una puerta que se abre y deja pasar algo. Un tiristor es un dispositivo semiconductor que utiliza realimentación interna para activar un mecanismo de conmutación. Los tiristores más importantes son el SCR (*Silicon Controlled Rectifier*, rectificador controlado de silicio) y el triac. Al igual que los FET de potencia, el SCR y el triac pueden conmutar corrientes altas. Por esta razón, se pueden utilizar como mecanismo de protección contra sobretensiones, en controles de motores, en sistemas de calefacción e iluminación y como cargas que soportan corrientes grandes. El transistor IGBT (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*, transistor bipolar de puerta aislada) no se incluye dentro de la familia de los tiristores, pero lo estudiaremos en este capítulo, ya que es un importante dispositivo de conmutación de potencia.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Describir el diodo de cuatro capas y explicar como se activa y cómo se desactiva.
- Explicar las características del SCR.
- Explicar cómo se prueban los SCR.
- Calcular los ángulos de disparo y de conducción de los circuitos de control de fase RC.
- Explicar las características de los triacs y de los diacs.
- Comparar el control de conmutación de los IGBT y los MOSFET de potencia.
- Describir las principales características del foto-SCR y del SCR.
- Explicar el funcionamiento de los circuitos de transistores UJT y PUT.

Vocabulario

ángulo de conducción
ángulo de disparo
bloqueo por disminución de la corriente
cebado
corriente de disparo de puerta I_{GT}
corriente de mantenimiento
diac
diodo de cuatro capas
diodo Schockley
generador de diente de sierra
IGBT (*Insulated-gate bipolar transistor*)
PUT (*programmable unijunction transistor*)
SCR
SUS (*silicon unilateral switch*)
tensión de disparo de puerta V_{GT}
tiristor
transistor bipolar de puerta aislada (IGBT)
transistor uniunión (UJT)
transistor uniunión programable (PUT)
triac
UJT (*unijunction transistor*)

15.1 El diodo de cuatro capas

El funcionamiento de un tiristor se puede explicar en términos del circuito equivalente mostrado en la Figura 15.1*a*. El transistor superior Q_1 es un dispositivo *pnp* y el transistor inferior Q_2 es un dispositivo *npn*. El colector de Q_1 excita a la base de Q_2. De forma similar, el colector de Q_2 excita a la base de Q_1.

Realimentación positiva

La inusual conexión del circuito de la Figura 15.1 *a* utiliza *realimentación positiva.* Cualquier variación en la corriente de base de Q_2 es amplificada y realimentada a Q_1 para aumentar la variación original. Esta realimentación positiva continúa variando la corriente de base de Q_2 hasta que ambos transistores entran en saturación o en corte.

Por ejemplo, si la corriente de base de Q_2 aumenta, la corriente de colector de Q_2 también aumenta, lo que incrementa la corriente de base de Q_1 y la corriente de colector de Q_1. Si la corriente de colector de Q_1 aumenta más, la corriente de base de Q_2 también aumentará. Este proceso de amplificación y realimentación continuará hasta que ambos transistores entren en saturación. En este caso, el circuito completo se comporta como un interruptor cerrado (Figura 15.1*b*).

Por el contrario, si algo hace que la corriente de base de Q_2 disminuya, la corriente de colector de Q_2 disminuirá, al igual que la corriente de base de Q_1 y la corriente de colector de Q_1, lo que hará que la corriente de base de Q_2 disminuya aún más. Este proceso continúa hasta que ambos transistores entren en corte. En este caso, el circuito se comporta como un interruptor abierto (Figura 15.1*c*).

El circuito de la Figura 15.1*a* es estable en cualquiera de estos dos estados: *abierto* o *cerrado.* El circuito permanecerá en cualquiera de los dos estados hasta que se aplique una fuerza externa. Si el circuito es un abierto, se mantiene así hasta que haya algo que haga que la corriente de base de Q_2 aumente. Si el circuito está cerrado, permanece cerrado hasta que haya algo que haga que la corriente de base de Q_2 disminuya. Como el circuito puede mantenerse en cualquiera de los dos posibles estados indefinidamente, recibe el nombre de *latch* (cerrojo).

Cómo cerrar un *latch*

La Figura 15.2*a* muestra un *latch* conectado a una resistencia de carga y una fuente de alimentación V_{CC}. Supongamos que el *latch* está abierto, como se muestra en la Figura 15.2*b*. Puesto que no circula corriente a través de la resistencia de carga, la tensión en el *latch* es igual a la tensión de alimentación. Por tanto, el punto de trabajo se encontrará en el extremo inferior de la recta de carga en continua (Figura 15.2*d*).

La única forma de conseguir cerrar el *latch* de la Figura 15.2*b* es mediante una **tensión de cebado**; es decir, mediante una tensión de alimentación V_{CC} lo suficientemente grande como para hacer que el diodo de colector de Q_1 entre en disrupción. Puesto que la corriente de colector de Q_1 hace que la corriente de base de Q_2 aumente, el mecanismo de la realimentación positiva entrará en funcionamiento. Esto hace que ambos transistores entren en saturación, como se ha descrito anteriormente. Cuando ambos transistores están saturados, idealmente, se comportarán como cortocircuitos y el *latch* se cerrará (Figura 15.2*c*). Idealmente, la tensión en el *latch* cuando está cerrado tiene que ser cero y el punto de trabajo estará en el extremo superior de la recta de carga (Figura 15.2*d*).

En la Figura 15.2*a*, la tensión de cebado puede también generarse si Q_2 entra en disrupción en primer lugar. Aunque la tensión de cebado hace que los diodos de colector entren en disrupción, termina llevando a ambos transistores al estado de saturación. Por esta razón, se emplea el término *cebado* en lugar de *disrupción* para describir esta forma de cerrar un *latch*.

Figura 15.1 *Latch* de transistores.

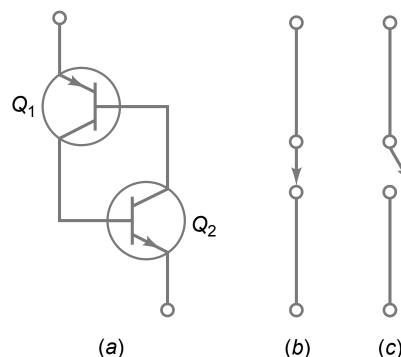
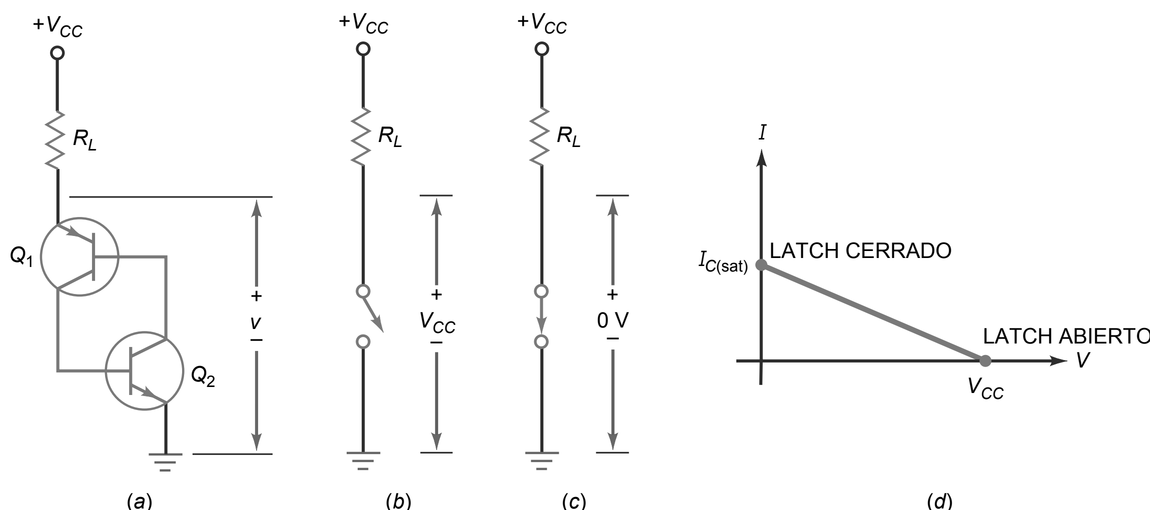


Figura 15.2 Circuito *latch*.



Cómo abrir un *latch*

¿Cómo se puede abrir el *latch* de la Figura 15.2*a*? Reduciendo la tensión de alimentación V_{CC} a cero. Esto fuerza a que los transistores conmuten del estado de saturación al corte. A este tipo de apertura se le denomina **bloqueo por disminución de corriente**, porque depende de reducir la corriente del *latch* a un valor lo suficientemente bajo como para sacar a los transistores de la saturación.

INFORMACIÓN ÚTIL

Rara vez se emplea el diodo de cuatro capas en el diseño de los circuitos modernos. De hecho, la mayoría de los fabricantes de dispositivos ya no los fabrican. A pesar del hecho de que el dispositivo está cerca de quedar obsoleto, vamos a estudiarlo aquí en detalle porque la mayor parte de los principios de funcionamiento del diodo de cuatro capas pueden aplicarse a muchos de los tiristores más comúnmente utilizados. En realidad, la mayoría de los tiristores no son más que ligeras variaciones del diodo de cuatro capas.

El diodo Schockley

El dispositivo mostrado en la Figura 15.3*a* originalmente se denominó **diodo Schockley** en honor a su inventor. Pero también se conoce con otros nombres como **diodo de cuatro capas,** *diodo pnpn* y **SUS (*silicon unilateral switch*, conmutador unilateral de silicio)**. Este dispositivo sólo permite que la corriente fluya en una dirección.

La forma más fácil de entender cómo funciona consiste en visualizarlo como dos mitades separadas, como se muestra en la Figura 15.3*b*. La mitad izquierda es un *transistor pnp* y la mitad derecha es un *transistor npn.* Por tanto, el diodo de cuatro capas es equivalente al *latch* de la Figura 15.3*c*.

La Figura 15.3*d* muestra el símbolo esquemático de un diodo de cuatro capas. La única forma de cerrar un diodo de cuatro capas es mediante una tensión de cebado. La única manera de abrirlo es mediante un bloqueo por disminución de corriente, lo que significa reducir la corriente por debajo de la **corriente de mantenimiento** (que se proporciona en las hojas de características). La corriente de mantenimiento (*holding current*) es el menor valor de corriente para el que el transistor conmuta de la saturación al corte.

Después de cebar un diodo de cuatro capas, idealmente la caída de tensión en él será igual a cero, aunque en realidad, cae una cierta tensión en el diodo *latch.* La Figura 15.3*e* muestra la corriente en función de la tensión para un 1N5158. Como podemos ver, la tensión en el dispositivo aumenta cuando la corriente aumenta: 1V para 0,2 A; 1,5 V para 0,95 A; 2 V para 1,8 A, etc.

Función de transferencia

La Figura 15.4 muestra la gráfica de la corriente en función de la tensión de un diodo de cuatro capas. El dispositivo dispone de dos regiones de funcionamiento: corte y saturación. La línea de trazos indica el camino de la transición del corte a la saturación. Se ha dibujado con trazos para indicar que el dispositivo conmuta rápidamente entre los estados *off* y *on* (corte y saturación).

Figura 15.3 Diodo de cuatro capas.

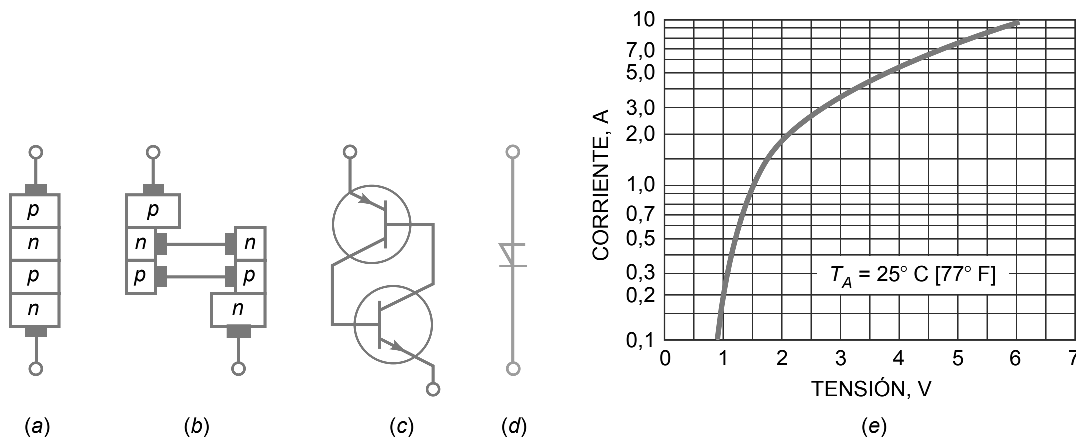
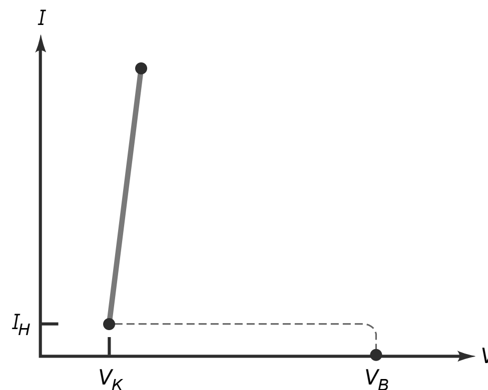


Figura 15.4 Función de transferencia.



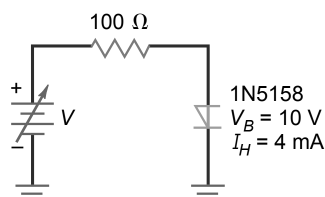
Cuando el dispositivo está en corte, tiene una corriente de cero. Si la tensión que cae en el diodo intenta exceder V_B, el dispositivo entra en disrupción y se desplaza rápidamente a lo largo de la línea de trazos hasta alcanzar la región de saturación. Cuando el diodo está en saturación, trabaja en la parte superior de la recta. A medida que la corriente a su través se hace más grande que la corriente de mantenimiento I_H, el diodo permanece anclado en el estado *on*. Si la corriente se hace más pequeña que I_H, el dispositivo conmuta al estado de corte.

La aproximación ideal de un diodo de cuatro capas es un interruptor abierto cuando está en corte y un interruptor cerrado cuando está saturado. La segunda aproximación incluye la tensión de codo V_K, que es aproximadamente igual a 0,7 V en la Figura 15.4. Con las aproximaciones de orden superior, deberá emplearse software de simulación por computadora o bien consultar la hoja de características del diodo de cuatro capas en cuestión.

Ejemplo 15.1

El diodo de la Figura 15.5 tiene una tensión de cebado de 10 V. Si la tensión de entrada del circuito de la Figura 15.5 se incrementa a +15 V, ¿cuál será la corriente por el diodo?

Figura 15.5 Ejemplo.



SOLUCIÓN Puesto que la tensión de entrada de 15 V es mayor que la tensión de cebado de 10 V, el diodo entra bruscamente en conducción. Idealmente, el diodo se comporta como un interruptor cerrado, por lo que la corriente es:

$$I = \frac{15\ \text{V}}{100\ \Omega} = 150\ \text{mA}$$

Aplicando la segunda aproximación:

$$I = \frac{15\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{100\ \Omega} = 143\text{ mA}$$

Para obtener una respuesta más precisa, utilice la Figura 15.3*e*. Puede ver que la tensión es de 0,9 V cuando la corriente es aproximadamente 150 mA. Por tanto, una respuesta mejor sería:

$$I = \frac{15\text{ V} - 0{,}9\text{ V}}{100\ \Omega} = 141\text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 15.1 En la Figura 15.5, determine la corriente del diodo cuando la tensión de entrada V es 12 V, aplicando la segunda aproximación.

Ejemplo 15.2

El diodo de la Figura 15.5 tiene una corriente de mantenimiento de 4mA. La tensión de entrada se aumenta a 15 V para cerrar el diodo y luego se hace disminuir para abrirlo. ¿Cuál es la tensión de entrada que abre el diodo?

SOLUCIÓN El diodo se abre cuando la corriente es ligeramente menor que la corriente de mantenimiento, que es igual a 4 mA. Para esta corriente, la tensión del diodo es aproximadamente igual a la tensión de codo de 0,7 V. Puesto que los 4 mA circulan por la resistencia de 100 Ω, la tensión de entrada es:

$$V_{\text{in}} = 0{,}7\text{ V} + (4\text{ mA})(100\ \Omega) = 1{,}1\text{ V}$$

Por tanto, la tensión de entrada tiene que reducirse de 15 V a algo menos de 1,1 V para abrir el diodo.

PROBLEMA PRÁCTICO 15.2 Repita el Ejemplo 15.2 con un diodo cuya corriente de mantenimiento es igual a 10 mA.

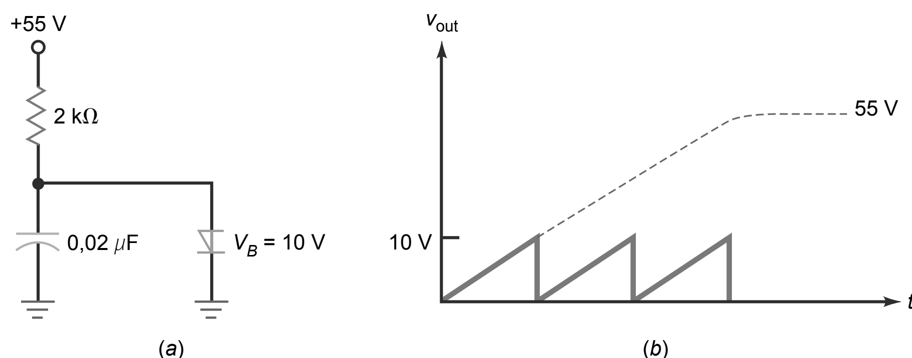
Ejemplo 15.3

La Figura 15.6*a* muestra un **generador de señales en diente de sierra**. El condensador se carga hasta adquirir la tensión de alimentación, como se muestra en la Figura 15.6*b*. Cuando la tensión en el condensador alcanza los +10 V, el diodo entra en disrupción. Esto hace que el condensador se descargue, produciendo la caída de tensión repentina (*retorno*) de la forma de onda de salida. Cuando la tensión es idealmente igual a cero, el diodo se abre y el condensador comienza a cargase de nuevo. De esta forma, se obtiene el diente de sierra ideal mostrado en la Figura 15.6*b*.

¿Cuál es la constante de tiempo *RC* de carga del condensador? ¿Cuál es la frecuencia de la señal en diente de sierra si su período es aproximadamente el 20 por ciento de la constante de tiempo?

SOLUCIÓN La constante de tiempo *RC* es:

Figura 15.6 Generador de señales en diente de sierra.



$RC = (2\ \text{k}\Omega)(0{,}02\ \mu\text{F}) = 40\ \mu\text{s}$

El período es aproximadamente el 20 por ciento de la constante de tiempo. Por tanto:

$T = 0{,}2(40\ \mu\text{s}) = 8\ \mu\text{s}$

La frecuencia es:

$$f = \frac{1}{8\ \mu\text{s}} = 125\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 15.3 En la Figura 15.6, cambie el valor de la resistencia a 1 kΩ y calcule la frecuencia de la señal en diente de sierra.

15.2 SCR

El **SCR** (*silicon controlled rectifier, rectificador controlado de silicio*) es el tiristor más ampliamente utilizado. Puede conmutar corrientes muy altas, razón por la que se emplea para controlar motores, hornos, aparatos de aire acondicionado y calefactores de inducción.

INFORMACIÓN ÚTIL

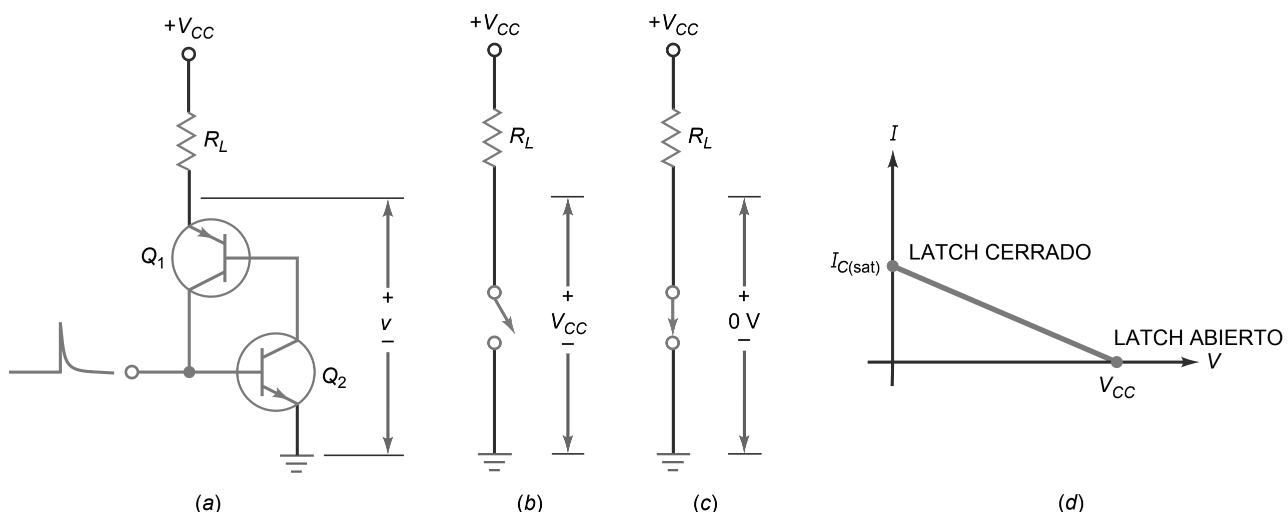
Los SCR están diseñados para manejar valores de corriente y de tensión más altos que otros tipos de tiristor. Actualmente, algunos SCR son capaces de controlar corrientes de hasta 1,5 kA y tensiones por encima de 2 kV.

Cómo se dispara el *latch*

Añadiendo un terminal de entrada a la base de Q_2, como se muestra en la Figura 15.7*a*, conseguimos una segunda forma de cerrar el *latch*. La teoría de funcionamiento es la siguiente: cuando el *latch* está abierto, como se ve en la Figura 15.7*b*, el punto de trabajo se ubica en el extremo inferior de la recta de carga en continua (Figura 15.7*d*). Para cerrar el *latch*, podemos acoplar un *impulso de disparo* (*trigger*), es decir, un impulso abrupto, a la base de Q_2, como se muestra en la Figura 15.7*a*. El impulso de disparo hace que la corriente de base de Q_2 aumente momentáneamente. De este modo, se inicia la realimentación positiva, que excita a ambos transistores hasta llevarlos a la región de saturación.

Cuando están saturados ambos transistores, se comportan idealmente como cortocircuitos y el *latch* se cierra (Figura 15.7 *c*). Idealmente, cuando está cerrado, el *latch* presenta una tensión de cero, y el punto de trabajo se sitúa en el extremo superior de la recta de carga (Figura 15.7*d*).

Figura 15.7 *Latch* de transistores con entrada de disparo.



Disparo de puerta

La Figura 15.8*a* muestra la estructura del SCR. La entrada es la *puerta,* en la parte superior se encuentra el *ánodo,* y en la inferior el *cátodo.* El SCR es mucho más útil que el diodo de cuatro capas porque el disparo de puerta es más sencillo que el disparo mediante la tensión de cebado.

De nuevo, podemos visualizar las cuatro regiones dopadas por separado en dos transistores, como se muestra en la Figura 15.8*b*. Por tanto, el SCR es equivalente a un *latch* con una entrada de disparo (Figura 15.8*c*). En los esquemáticos se emplea el símbolo indicado en la Figura 15.8 *d*. Cuando vea este símbolo, recuerde que es equivalente a un *latch* con una entrada de disparo. En la Figura 15.9 se muestran varios SCR típicos.

Puesto que la puerta de un SCR está conectada a un transistor interno, se necesitan al menos 0,7 V para disparar un SCR. Las hojas de características especifican esta tensión como la **tensión de disparo de puerta** (*gate trigger voltage*) V_{GT}. En lugar de especificar la resistencia de entrada de la puerta, un fabricante proporcionará la corriente mínima de entrada necesaria para poner al SCR en conducción. Las hojas de características especifican esta corriente como la **corriente de disparo de puerta** (*gate trigger current*) I_{GT}.

La Figura 15.10 muestra una hoja de características de la serie 2N6504 de dispositivos SCR. Para esta serie, los valores típicos de tensión y de corriente de disparo son:

$$V_{GT} = 1{,}0 \text{ V}$$
$$I_{GT} = 9{,}0 \text{ mA}$$

Esto significa que la fuente que excita la puerta de un SCR típico de la serie 2N6504 tiene que suministrar 9,0 mA a 1,0 V para cebar el SCR.

También se especifica la tensión de cebado o tensión de bloqueo como la tensión directa de pico del estado de bloqueo, *off,* (*peak repetitive off state forward voltage*), V_{DRM}, y la tensión inversa de pico del estado de bloqueo (*peak repetitive off* state *reverse voltage*), V_{RRM}. Dependiendo de qué SCR de la serie se utilice, los rangos de la tensión de cebado varían desde 50 V hasta 800 V.

Tensión de entrada requerida

Un SCR como el mostrado en la Figura 15.1 1 tiene una tensión de puerta V_G. Cuando esta tensión es mayor que V_{GT}, el SCR conducirá y la tensión de salida caerá de $+V_{CC}$ a un valor más bajo. En ocasiones, se utiliza una resistencia de puerta como se muestra aquí. Esta resistencia limita la corriente de puerta a un valor seguro. La tensión de puerta necesaria para disparar un SCR tiene que ser mayor que:

Figura 15.8 SCR (*Silicon Controlled Rectifier*).

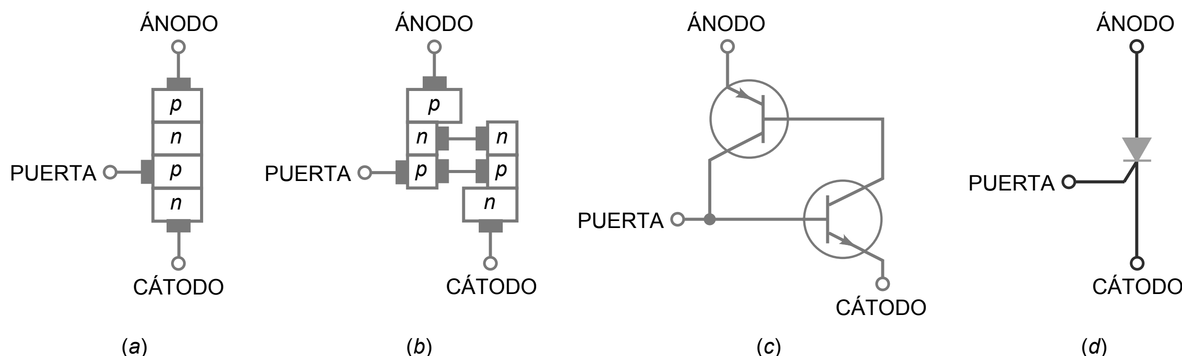


Figura 15.9 SCR típicos.

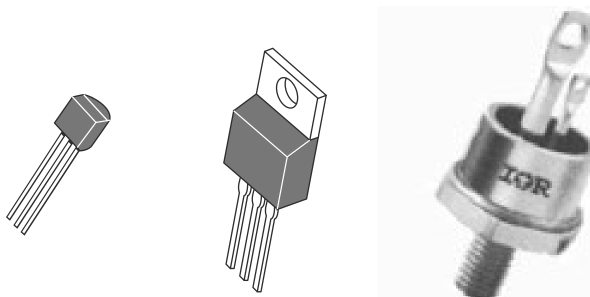


Figura 15.10 Hoja de características de un SCR.

2N6504 Series

Preferred Device

Silicon Controlled Rectifiers

Reverse Blocking Thyristors

Designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supply crowbar circuits.

Features

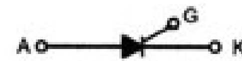
- Glass Passivated Junctions with Center Gate Fire for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Constructed for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 Volts
- 300 A Surge Current Capability
- Pb–Free Packages are Available*



ON Semiconductor®

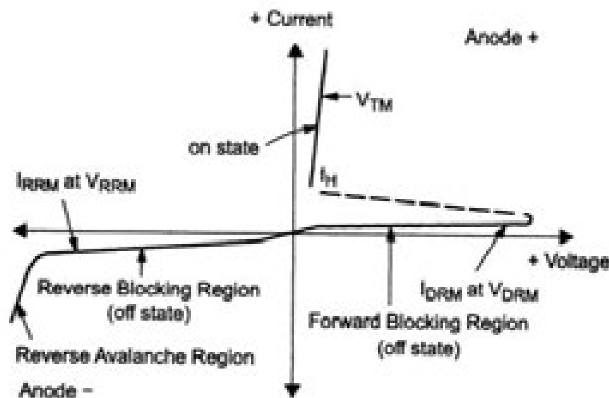
http://onsemi.com

SCRs
25 AMPERES RMS
50 thru 800 VOLTS

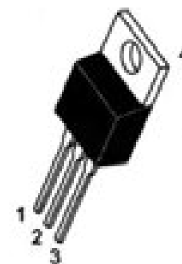


2N6504 Series

Voltage Current Characteristic of SCR



MARKING DIAGRAM



TO–220AB
CASE 221A
STYLE 3



x = 4, 5, 7, 8 or 9
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week

PIN ASSIGNMENT	
1	Cathode
2	Anode
3	Gate
4	Anode

Symbol	Parameter
V_{DRM}	Peak Repetitive Off State Forward Voltage
I_{DRM}	Peak Forward Blocking Current
V_{RRM}	Peak Repetitive Off State Reverse Voltage
I_{RRM}	Peak Reverse Blocking Current
V_{TM}	Peak On State Voltage
I_H	Holding Current

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 3 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb–Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

Figura 15.10 (continuación)

2N6504 Series

MAXIMUM RATINGS (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
*Peak Repetitive Off-State Voltage (Note 1) (Gate Open, Sine Wave 50 to 60 Hz, T_J = 25 to 125°C) 2N6504 2N6505 2N6507 2N6508 2N6509	V_{DRM}, V_{RRM}	 50 100 400 600 800	V
On-State Current RMS (180° Conduction Angles; T_C = 85°C)	$I_{T(RMS)}$	25	A
Average On-State Current (180° Conduction Angles; T_C = 85°C)	$I_{T(AV)}$	16	A
Peak Non-repetitive Surge Current (1/2 Cycle, Sine Wave 60 Hz, T_J = 100°C)	I_{TSM}	250	A
Forward Peak Gate Power (Pulse Width ≤ 1.0 μs, T_C = 85°C)	P_{GM}	20	W
Forward Average Gate Power (t = 8.3 ms, T_C = 85°C)	$P_{G(AV)}$	0.5	W
Forward Peak Gate Current (Pulse Width ≤ 1.0 μs, T_C = 85°C)	I_{GM}	2.0	A
Operating Junction Temperature Range	T_J	−40 to +125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−40 to +150	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. V_{DRM} and V_{RRM} for all types can be applied on a continuous basis. Ratings apply for zero or negative gate voltage; however, positive gate voltage shall not be applied concurrent with negative potential on the anode. Blocking voltages shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
*Thermal Resistance, Junction−to−Case	$R_{θJC}$	1.5	°C/W
*Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes 1/8 in from Case for 10 Seconds	T_L	260	°C

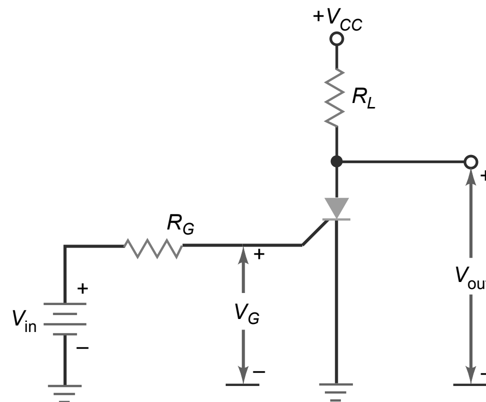
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
*Peak Repetitive Forward or Reverse Blocking Current (V_{AK} = Rated V_{DRM} or V_{RRM}, Gate Open) T_J = 25°C T_J = 125°C	I_{DRM}, I_{RRM}	 – –	 – –	 10 2.0	 μA mA
ON CHARACTERISTICS					
*Forward On−State Voltage (Note 2) (I_{TM} = 50 A)	V_{TM}	–	–	1.8	V
*Gate Trigger Current (Continuous dc) T_C = 25°C (V_{AK} = 12 Vdc, R_L = 100 Ω) T_C = −40°C	I_{GT}	– –	9.0 –	30 75	mA
*Gate Trigger Voltage (Continuous dc) (V_{AK} = 12 Vdc, R_L = 100 Ω, T_C = −40°C)	V_{GT}	–	1.0	1.5	V
Gate Non-Trigger Voltage (V_{AK} = 12 Vdc, R_L = 100 Ω, T_J = 125°C)	V_{GD}	0.2	–	–	V
*Holding Current T_C = 25°C (V_{AK} = 12 Vdc, Initiating Current = 200 mA, Gate Open) T_C = −40°C	I_H	– –	18 –	40 80	mA
*Turn-On Time (I_{TM} = 25 A, I_{GT} = 50 mAdc)	t_{gt}	–	1.5	2.0	μs
Turn-Off Time (V_{DRM} = rated voltage) (I_{TM} = 25 A, I_R = 25 A) (I_{TM} = 25 A, I_R = 25 A, T_J = 125°C)	t_q	 – –	 15 35	 – –	μs
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Gate Open, Rated V_{DRM}, Exponential Waveform)	dv/dt	–	50	–	V/μs

*Indicates JEDEC Registered Data.

2. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.

Figura 15.11 Circuito básico del SCR.



$$V_{in} = V_{GT} + I_{GT}R_G \qquad (15.1)$$

En esta ecuación, V_{GT} e I_{GT} son la tensión y la corriente de disparo de puerta del dispositivo. Por ejemplo, la hoja de características de un 2N4441 especifica $V_{GT} = 0{,}75$ V e $I_{GT} = 10$ mA. Cuando se conoce el valor de R_G, el cálculo de V_{in} es directo. Si no se utiliza una resistencia de puerta, R_G es la resistencia de Thevenin del circuito que excita a la puerta. A menos que se satisfaga la Ecuación (15.1), el SCR no podrá conducir.

Cómo reiniciar el SCR

Después de que el SCR ha entrado en conducción (estado *on*), permanece en dicho estado incluso aunque la alimentación de puerta, V_{in}, se haga igual a cero. En este caso, la salida permanece indefinidamente a nivel bajo. Para reiniciar el SCR, hay que reducir la corriente del ánodo al cátodo a un valor menor que su corriente de mantenimiento, I_H. Esto se puede hacer reduciendo V_{CC} a un valor bajo. La hoja de características del 2N6504 especifica una corriente de mantenimiento típica de 18 mA. Los SCR con potencias máximas altas y bajas generalmente tienen corrientes de mantenimiento altas y bajas, respectivamente. Dado que la corriente de mantenimiento fluye a través de la resistencia de carga en el circuito de la Figura 15.11, la tensión de alimentación para producir el bloqueo (estado *off*) tiene que ser menor que:

$$V_{CC} = 0{,}7 \text{ V} + I_H R_L \qquad (15.2)$$

Además de reducir el valor de V_{CC}, pueden utilizarse otros métodos para reiniciar el SCR. Dos métodos habituales son la interrupción de la corriente y la conmutación forzada. Bien abriendo el conmutador serie, como se muestra en la Figura 15.12*a*, o cerrando el conmutador paralelo en el circuito de la Figura 15.12*b*, la corriente del

Figura 15.12 Cómo reiniciar el SCR.

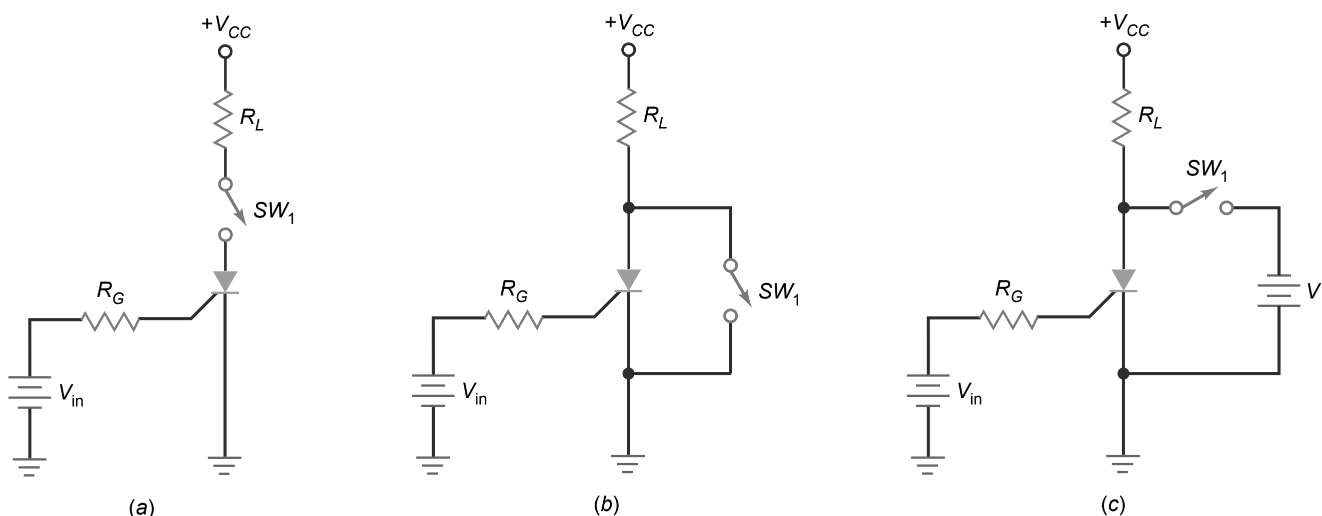
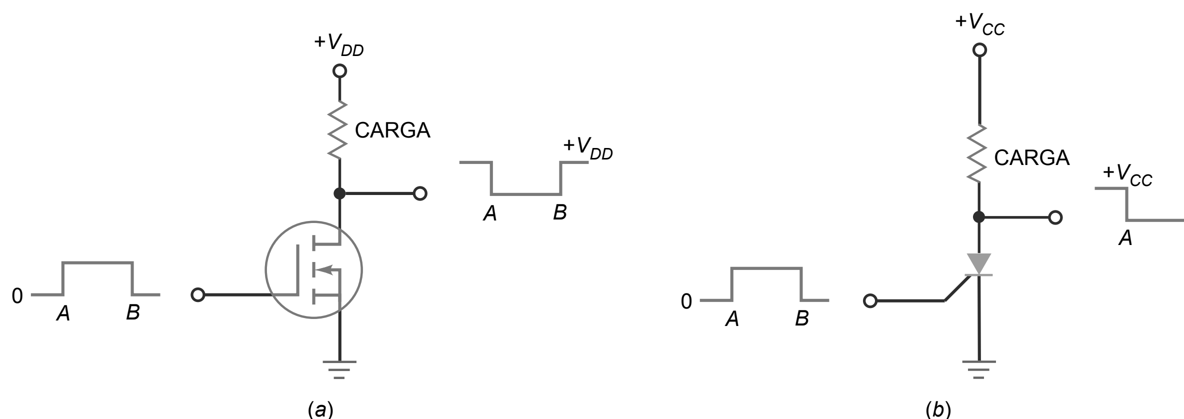


Figura 15.13 FET de potencia y SCR.



ánodo al cátodo disminuirá por debajo del valor de la corriente de mantenimiento y el SCR conmutará al estado de bloqueo.

Otro método utilizado para reiniciar el SCR es la conmutación forzada, que se muestra en la Figura 15.12 *c*. Cuando el interruptor se cierra, se aplica momentáneamente una tensión negativa V_{AK}. Esto reduce la corriente directa ánodo-cátodo por debajo del valor de I_H y el SCR se cierra. En los circuitos prácticos, el interruptor puede reemplazarse por un transistor bipolar o un FET.

El FET de potencia y el SCR

Aunque tanto el FET de potencia como el SCR pueden conmutar corrientes altas, los dos dispositivos son diferentes. La diferencia fundamental se encuentra en la forma de bloquearse. La tensión de puerta de un FET de potencia puede poner al FET en estado de conducción y de bloqueo. Éste no es el caso del SCR: la tensión de puerta sólo puede ponerlo en conducción.

La Figura 15.13 ilustra la diferencia. En la Figura 15.13 *a*, cuando la tensión de entrada aplicada al FET de potencia es un nivel alto, la tensión de salida es un nivel bajo. Y cuando la tensión de entrada es un nivel bajo, la tensión de salida es un nivel alto. En otras palabras, un impulso rectangular de entrada produce un impulso rectangular invertido en la salida.

En la Figura 15.13*b*, cuando la tensión de entrada aplicada al SCR es un nivel alto, la tensión de salida es un nivel bajo, pero cuando la tensión de entrada es un nivel bajo, la tensión de salida se mantiene en un nivel bajo. En un SCR, un impulso rectangular de entrada produce un escalón de salida negativo. El SCR no se reinicia.

Por tanto, dado que estos dos dispositivos se reinician de formas diferentes, sus aplicaciones suelen ser diferentes. Los FET de potencia se comportan como conmutadores de dos posiciones, mientras que los SCR se comportan como conmutadores de un único polo y una única posición. Puesto que es más fácil controlar el FET de potencia, con frecuencia lo verá utilizado como interfaz entre circuitos integrados digitales y cargas muy grandes. En aplicaciones en las que es importante que el circuito permanezca cerrado, comprobará que se suele emplear el SCR.

Ejemplo 15.4

En la Figura 15.14, el SCR tiene una tensión de disparo de 0,75 V y una corriente de disparo de 7 mA. ¿Cuál es la tensión de entrada que pone al SCR en conducción? Si la corriente de mantenimiento es igual a 6 mA, ¿cuál es la tensión de alimentación que bloquea al SCR?

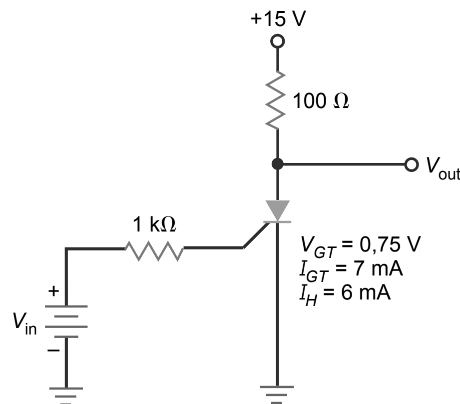
SOLUCIÓN Utilizando la Ecuación (15.1), la tensión de entrada mínima necesaria para disparar el SCR es:

$$V_{in} = 0{,}75\text{ V} + (7\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 7{,}75\text{ V}$$

Aplicando la Ecuación (15.2) calculamos la tensión de alimentación que bloquea al SCR:

$$V_{CC} = 0{,}7\text{ V} + (6\text{ mA})(100\ \Omega) = 1{,}3\text{ V}$$

Figura 15.14 Ejemplo.

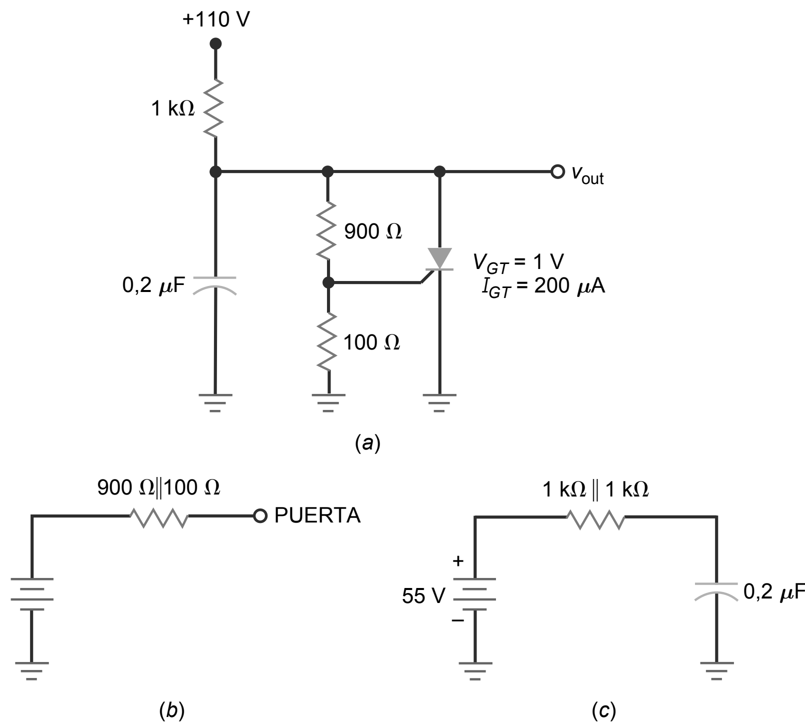


PROBLEMA PRÁCTICO 15.4 En la Figura 15.14, determine la tensión de entrada necesaria para disparar el SCR y ponerlo en conducción y la tensión de alimentación que lo bloqueará. Utilice los valores típicos de un SCR 2N6504.

Ejemplo 15.5

¿Qué función realiza el circuito de la Figura 15.15*a*? ¿Cuál es la tensión de pico de salida? ¿Cuál es la frecuencia de la onda en diente de sierra si su período es aproximadamente el 20 por ciento de la constante de tiempo?

Figura 15.15 Ejemplo.



SOLUCIÓN Cuando la tensión del condensador aumenta, el SCR se dispara (conduce) y rápidamente el condensador se descarga. Cuando el SCR se abre, el condensador comienza de nuevo a cargarse. Por tanto, la tensión de salida es una onda en diente de sierra similar a la mostrada en la Figura 15.6*b*, y explicada en el Ejemplo 15.3.

La Figura 15.15*b* muestra el circuito de Thevenin visto desde la puerta. La resistencia de Thevenin es:

$$R_{TH} = 900\ \Omega \parallel 100\ \Omega = 90\ \Omega$$

Aplicando la Ecuación (15.1), calculamos la tensión de entrada necesaria para disparar el SCR:

$$V_{\text{in}} = 1\ \text{V} + (200\ \mu\text{A})(90\ \Omega) \approx 1\ \text{V}$$

A causa del divisor de tensión 10: 1, la tensión de puerta es la décima parte de la tensión de salida. Por tanto, la tensión de salida en el SCR en el punto de disparo es:

$$V_{\text{pico}} = 10(1\ \text{V}) = 10\ \text{V}$$

La Figura 15.15*c* muestra el circuito de Thevenin que ve el condensador cuando el SCR está bloqueado. A partir de esto, podemos ver que el condensador intentará cargarse hasta alcanzar una tensión final de +50 V con una constante de tiempo de:

$$RC = (500\ \Omega)(0{,}2\ \mu\text{F}) = 100\ \mu\text{s}$$

Dado que el período del diente de sierra es aproximadamente el 20 por ciento del valor anterior, tenemos:

$$T = 0{,}2(100\ \mu\text{s}) = 20\ \mu\text{s}$$

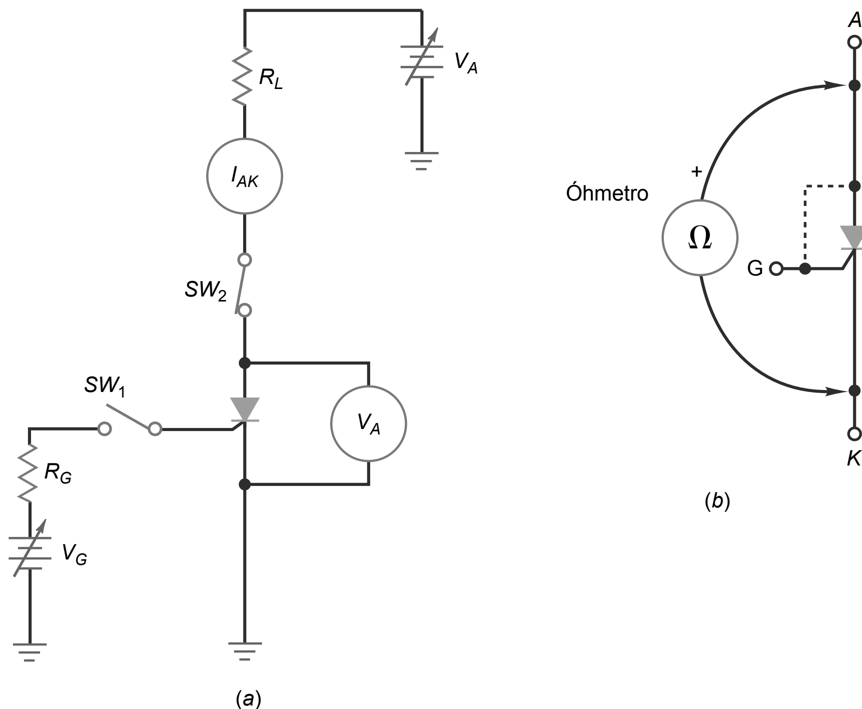
La frecuencia es:

$$f = \frac{1}{20\ \mu\text{s}} = 50\ \text{kHz}$$

Cómo probar los SCR

Los tiristores, como por ejemplo los SCR, manejan corrientes grandes y tienen que bloquear valores altos de tensión. En estas condiciones, existe la posibilidad de que fallen. Los fallos comunes son circuitos abiertos ánodo-cátodo, cortocircuitos ánodo-cátodo y que no exista el control de puerta. La Figura 15.16*a* muestra un circuito que permite probar el funcionamiento de los SCR. Antes de cerrar SW_1, I_{AK} tiene que ser cero y V_{AK} deberá ser aproxi-

Figura 15.16 Cómo probar los SCR. (*a*) Circuito de prueba. (*b*) Óhmetro.



madamente igual a V_A. Cuando se cierra momentáneamente SW_1, I_{AK} aumentará hasta un nivel próximo a V_A/R_L y V_{AK} disminuirá aproximadamente hasta 1 V. V_A y R_L deben seleccionarse para proporcionar los niveles necesarios de corriente y de potencia. Cuando se abra SW_1, el SCR permanecerá en estado de conducción. La tensión de alimentación del ánodo, V_A, puede entonces disminuir hasta que el SCR salga del estado de conducción. Observando el valor de la corriente de ánodo justo antes de que el SCR se bloquee, podemos determinar la corriente de mantenimiento del SCR.

Otro método de probar los SCR consiste en emplear un óhmetro. El óhmetro debe ser capaz de proporcionar la tensión y la corriente de puerta necesarias para poner al SCR en conducción y, lo que es más importante, proporcionar la corriente de mantenimiento requerida para mantener al dispositivo en estado de conducción. Muchos voltímetros analógicos son capaces de proporcionar salidas de aproximadamente 1,5 V y 100 mA en el rango R × 1. En la Figura 15.16*b*, el óhmetro está colocado entre los terminales de ánodo y cátodo. Independientemente de la polaridad de la conexión, el resultado deberá ser una resistencia muy alta. Con el terminal de prueba positivo conectado al ánodo y el terminal de prueba negativo conectado al cátodo, conecte un puente desde el ánodo hasta la puerta. El SCR debería entrar en conducción y mostrar una lectura correspondiente a una resistencia baja. Al desconectar el terminal de puerta, el SCR deberá permanecer en estado de conducción. Desconectando momentáneamente el terminal de prueba del ánodo el SCR se bloqueará.

15.3 SCR para protección de la carga

Si en el interior de una fuente de alimentación ocurre cualquier cosa que hace que la tensión de salida sea excesivamente grande, los resultados pueden ser devastadores. ¿Por qué? Porque algunas cargas, como por ejemplo, circuitos integrados digitales caros, no pueden soportar una tensión de alimentación alta demasiado tiempo sin resultar destruidos. Una de las aplicaciones más importantes del SCR consiste en proteger las cargas delicadas y caras frente a las sobretensiones de una fuente de alimentación.

Prototipo

La Figura 15.17 muestra una fuente de alimentación V_{CC} aplicada a una carga protegida. En condiciones normales, V_{CC} es menor que la tensión de disrupción del diodo zener. En este caso, no cae tensión en R, y el SCR permanece abierto. La carga recibe una tensión igual a V_{CC}, y todo funciona correctamente.

Ahora, supongamos que la tensión de alimentación aumenta por cualquier causa. Cuando V_{CC} es demasiado grande, el diodo zener entra en disrupción y cae una tensión en R. Si esta tensión es mayor que la tensión de disparo de puerta del SCR, el SCR se disparará y se comportará como un *latch* cerrado. La acción es similar a cortocircuitar los terminales de carga. Dado que el SCR entra en conducción muy rápidamente (1 μs para un 2N4441), la carga se protege rápidamente contra daños debidos a una gran sobretensión. La sobretensión que dispara el SCR es:

$$V_{CC} = V_Z + V_{GT} \tag{15.3}$$

Este método de protección, aunque bastante drástico, es necesario en muchos circuitos integrados digitales, ya que no pueden sufrir sobretensiones. Por tanto, en lugar de destruir circuitos integrados caros, podemos utilizar un SCR de este modo para cortocircuitar los terminales de carga al primer signo de sobretensión que aparezca. Con un SCR empleado para proteger la carga, es necesario emplear un fusible o un *limitador de corriente* (que veremos más adelante) para impedir que la fuente de alimentación resulte dañada.

Figura 15.17 El SCR para proteger la carga.

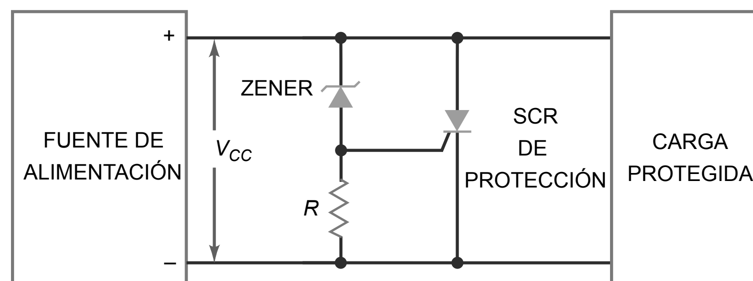
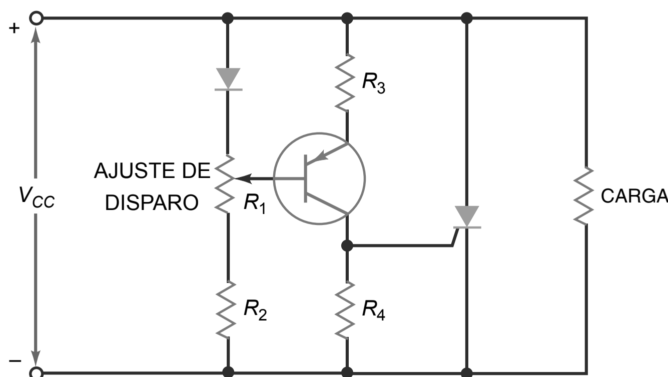


Figura 15.18 Adición de la ganancia de un transistor al circuito del SCR para protección de la carga.



Incremento de la ganancia de tensión

El circuito de la Figura 15.17 es un *prototipo,* un circuito básico que se puede modificar y mejorar. No obstante, tal y como está es adecuado para muchas aplicaciones. Pero adolece de una *puesta en conducción suave* porque el codo de la tensión de disrupción del zener es curvado en lugar de abrupto. Si tenemos en cuenta la tolerancia de las tensiones del zener, la puesta en conducción suave puede dar lugar a que la tensión de alimentación se haga peligrosamente grande antes de que el SCR se dispare.

Una forma de evitar la puesta en conducción suave es añadir algo de ganancia de tensión, como se muestra en la Figura 15.18. Normalmente, el transistor está en corte. Pero si la tensión de salida aumenta, el transistor puede empezar a conducir y producir una caída de tensión grande en R_4. Dado que el transistor proporciona una ganancia de tensión de aproximadamente R_4/R_3, una sobretensión pequeña puede disparar el SCR.

Observe que se está utilizando un diodo normal, no un diodo zener. Este diodo compensa las variaciones de temperatura del diodo base-emisor del transistor. El *ajuste de disparo* nos permite fijar el *punto de disparo* del circuito, normalmente alrededor del 10 al 15 por ciento por encima de la tensión normal.

Ganancia de tensión mediante CI

La Figura 15.19 muestra una solución aún mejor. El triángulo representa un circuito integrado amplificador denominado *comparador* (que veremos en capítulos posteriores). Este amplificador tiene una entrada no inversora (+) y una entrada inversora (−). Cuando la entrada no inversora es mayor que la entrada inversora, la salida es positiva. Cuando la entrada inversora es mayor que la entrada no inversora, la salida es negativa.

El amplificador tiene una ganancia de tensión muy alta, normalmente de 100.000 o mayor. Gracias a su alta ganancia de tensión, el circuito puede detectar la más leve sobretensión. El diodo zener produce 10 V, que se aplican a la entrada menos del amplificador. Cuando la tensión de alimentación es 20 V (salida normal), el ajuste de disparo se fija para producir algo menos de 10 V en la entrada positiva. Puesto que la entrada negativa es mayor que la positiva, la salida del amplificador es negativa y el SCR se abre.

Si la tensión de alimentación sube por encima de los 20 V, la entrada positiva al amplificador se hace mayor que 10 V. Entonces, la salida del amplificador se hace positiva y el SCR se dispara. Esto corta rápidamente la alimentación de los terminales de carga cerrando el SCR.

Figura 15.19 Adición de un circuito integrado amplificador al SCR para protección de la carga.

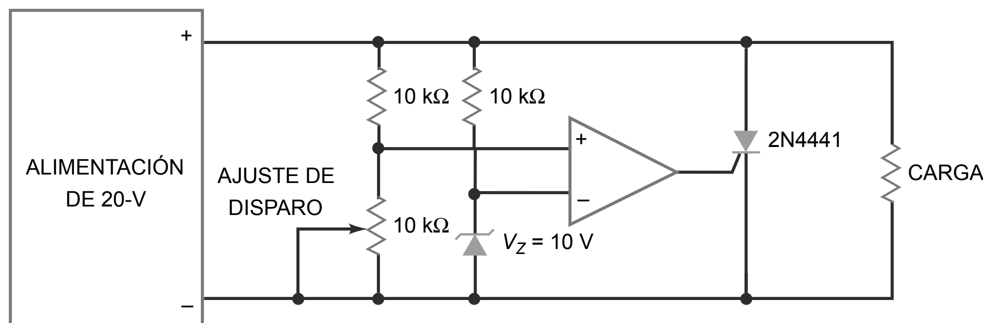
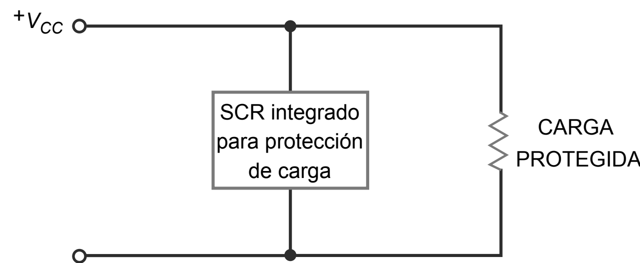


Figura 15.20 SCR integrado para protección de la carga.



SCR integrado para protección de la carga

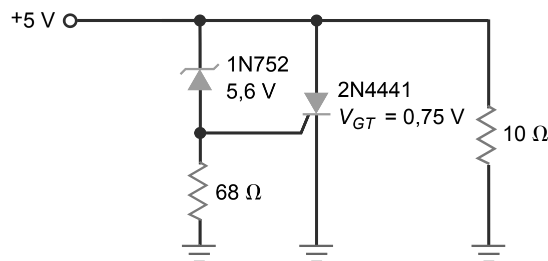
La solución más sencilla consiste en utilizar un SCR para protección de la carga integrado, como se muestra en la Figura 15.20. Se trata de un circuito integrado que incorpora un diodo zener, transistores y un SCR. La serie RCA SK9345 de circuitos integrados de este tipo es un ejemplo de lo que hay disponible comercialmente. El SK9345 protege fuentes de alimentación de +5 V, el SK9346 protege fuentes de +12 V y el SK9347 protege fuentes de +15 V.

Si se utiliza un SK9345 en el circuito de la Figura 15.20, se protegerá la carga con una tensión de alimentación de +5 V. La hoja de características de un SK9345 indica que se dispara a +6,6 V con una tolerancia del ±0,2 V. Esto quiere decir que se dispara entre 6,4 y 6,8 V. Puesto que 7 V es el valor máximo en muchos circuitos integrados digitales, el SK9345 protege la carga bajo todas las condiciones de operación.

Ejemplo 15.6

Calcule la tensión de alimentación que activa el SCR para protección de la carga de la Figura 15.21.

Figura 15.21 Ejemplo.



SOLUCIÓN El 1N752 tiene una tensión de disrupción de 5,6 V y el 2N4441 tiene una tensión de disparo de puerta de 0,75 V. Aplicando la Ecuación (15.3):

$$V_{CC} = V_Z + V_{GT} = 5{,}6 \text{ V} + 0{,}75 \text{ V} = 6{,}35 \text{ V}$$

Cuando la tensión de alimentación aumenta hasta este nivel, el SCR se dispara.

El prototipo del SCR para protección de cargas es perfectamente adecuado si la aplicación no es demasiado crítica en lo que se refiere a la tensión de alimentación exacta a la que el SCR entra en conducción. Por ejemplo, el 1N752 tiene una tolerancia del ±10 por ciento, lo que quiere decir que la tensión de disrupción puede variar entre 5,04 y 6,16 V. Además, la tensión de disparo de un 2N4441 tiene un máximo correspondiente al caso peor de 1,5V. Por tanto, la sobretensión puede ser tan alta como:

$$V_{CC} = 6{,}16 \text{ V} + 1{,}5 \text{ V} = 7{,}66 \text{ V}$$

Puesto que muchos circuitos integrados digitales tienen una tensión máxima permitida de 7V, no se puede emplear el sencillo circuito de la Figura 15.21 para proteger la carga.

PROBLEMA PRÁCTICO 15.6 Repita el Ejemplo 15.6 utilizando un diodo zener 1N4733A. Este diodo tiene una tensión de zener de 5,1 V ± 5%.

15.4 Control de fase mediante un SCR

La Tabla 15.1 muestra dispositivos SCR disponibles comercialmente. Las tensiones de disparo de puerta varían desde 0,8 hasta 2 V, y las corrientes de disparo de puerta se encuentran en el rango comprendido entre 200 μA y 50 mA. Observe también que las corrientes de ánodo varían entre 1,5 y 70 A. Los dispositivos como estos pueden controlar cargas industriales pesadas utilizando el control de fase.

Circuito *RC* para control del ángulo de fase

En la Figura 15.22*a*, la tensión alterna de la red eléctrica se aplica a un circuito SCR que controla la corriente que circula por una carga grande. En este circuito, la resistencia variable R_1 y el condensador C desplazan el ángulo de fase de la señal de puerta. Cuando R_1 es cero, la tensión de puerta está en fase con la tensión de la red y el SCR se comporta como un rectificador de media onda. R_2 limita la corriente de puerta a un nivel seguro.

Sin embargo, cuando R_1 aumenta, la tensión alterna de puerta se retrasa un ángulo comprendido entre 0 y 90º respecto de la tensión de la red, como se muestra en las Figuras 15.22*b* y 15.22*c*. Antes del punto de disparo indicado en la Figura 15.22*c*, el SCR está bloqueado y la corriente por la carga es cero. En el punto de disparo, la tensión del condensador es lo suficientemente grande como para disparar el SCR. Cuando esto ocurre, casi toda la tensión de la red aparece en la carga y la corriente por la misma se hace muy alta. Idealmente, el SCR permanece cerrado hasta que la tensión de la red invierte su polaridad. Esto se muestra en las Figuras 15.22*d* y 15.22*e*.

El ángulo para el que el SCR se dispara se denomina **ángulo de disparo,** y se indica como $\theta_{disparo}$ en la Figura 15.22 *a*. El ángulo entre el momento en que se inicia y termina la conducción se denomina **ángulo de conducción,** y se especifica como $\theta_{conducción}$. El controlador de fase *RC* de la Figura 15.22*a* puede cambiar el ángulo de disparo entre 0 y 90°, lo que significa que el ángulo de conducción variará entre 180 y 90°.

INFORMACIÓN ÚTIL

Al circuito de la Figura 15.22*a*, se le puede añadir otra red *RC* de desplazamiento de fase para controlar desde aproximadamente 0 hasta 180°.

Las zonas sombreadas en la Figura 15.22*b* indican cuándo el SCR está en conducción. Puesto que R_1 es una resistencia variable, el ángulo de fase de la tensión de puerta puede variarse. Esto nos permite controlar las zonas sombreadas de la tensión de la red. Dicho de otra manera: podemos controlar la corriente media a través de la carga. Esto resulta útil para variar la velocidad de un motor, la intensidad de una lámpara o la temperatura de un horno de inducción.

Aplicando las técnicas de análisis de circuitos estudiadas en cursos de electricidad básicos, podemos determinar la tensión aproximada desplazada en fase del condensador, lo que nos proporciona el ángulo de disparo y el ángulo de conducción aproximados del circuito. Para determinar la tensión en el condensador, debemos seguir estos pasos:

En primer lugar, hallamos la reactancia capacitiva de C:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fc}$$

La impedancia y el ángulo de fase del circuito *RC* de desplazamiento de fase es:

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_C^2} \tag{15.4}$$

Tabla 15.1 Muestrario de dispositivos SCR

Dispositivo	V_{GT}, V	I_{GT}	$I_{máx}$, A	$V_{máx}$, V
TCR22-2	0,8	200 μA	1,5	50
T106B1	0,8	200 μA	4	200
S4020L	1,5	15 mA	10	400
S6025L	1,5	39 mA	25	600
S1070W	2	50 mA	70	100

$$\boldsymbol{\theta_Z = \angle - \arctan \frac{X_C}{R}} \tag{15.5}$$

Utilizando la tensión de entrada como punto de referencia, la corriente que circula por C es:

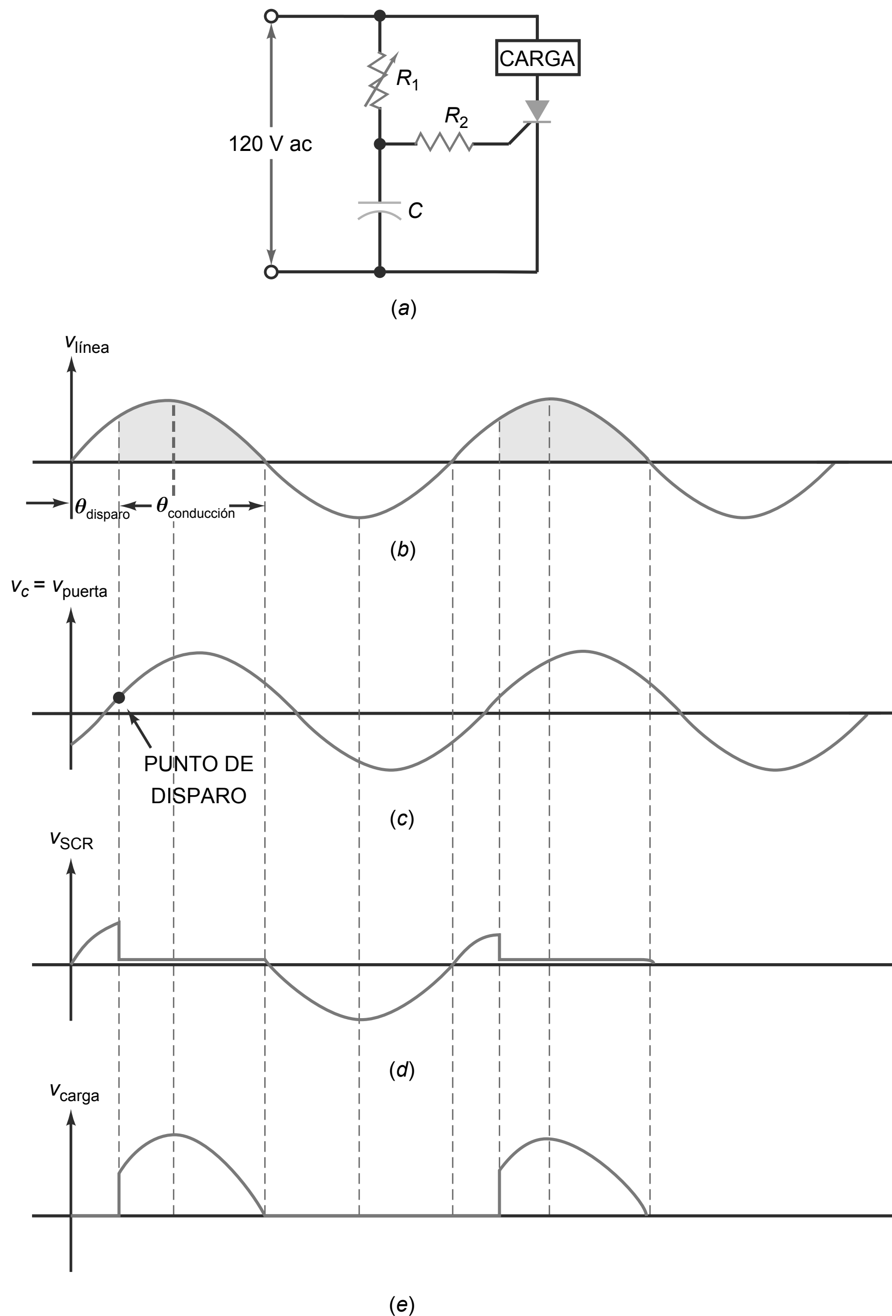
$$I_C \angle\, \theta = \frac{V_{\text{in}} \angle 0°}{Z_T \angle - \arctan \dfrac{X_C}{R}}$$

Ahora podemos calcular la tensión y la fase del condensador:

$$V_C = (I_C \angle\, \theta)(X_C \angle -90°)$$

El desplazamiento de fase en retraso será el ángulo de disparo aproximado del circuito. El ángulo de conducción se halla restando el ángulo de disparo de 180°.

Figura 15.22 Control de fase mediante SCR.



Ejemplo 15.7

Para el circuito de la Figura 15.22*a*, hallar el ángulo de disparo y el ángulo de conducción si $R = 26\ \text{k}\Omega$.

SOLUCIÓN El ángulo de disparo aproximado se puede hallar calculando la tensión y el desplazamiento de fase correspondiente en el condensador como sigue:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fc} = \frac{1}{(2\pi)(60\ \text{Hz})(0{,}1\ \mu\text{F})} = 26{,}5\ \text{k}\Omega$$

Dado que la reactancia capacitiva presenta un ángulo de $-90°$, $X_C = 26{,}5\ \text{k}\Omega\angle-90°$.
A continuación, hallamos la impedancia total Z_T del circuito *RC* y su ángulo:

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(26\,\text{k}\Omega)^2 + (26{,}5\,\text{k}\Omega)^2} = 37{,}1\,\text{k}\Omega$$

$$\theta_Z = \angle - \arctan\frac{X_C}{R} = \angle - \arctan\frac{26{,}5\ \text{k}\Omega}{26\ \text{k}\Omega} = -45{,}5°$$

Por tanto, $Z_T = 37{,}1\ \text{k}\Omega\angle-45{,}5°$.
Utilizando la señal alterna de entrada como referencia, la corriente que circula por *C* es:

$$I_C = \frac{V_{\text{in}}\angle\, 0°}{Z_T\angle\,\theta} = \frac{120\ \text{V}_{ac}\angle 0°}{37{,}1\ \text{k}\Omega\ \angle-45{,}5°} = 3{,}23\ \text{mA}\angle\, 45{,}5°$$

Ahora podemos calcular la tensión que cae en *C*:

$$V_C = (I_C\angle\,\theta)(X_C\angle\,-90°) = (3{,}23\ \text{mA}\angle\,45{,}5°)(26{,}5\ \text{k}\Omega\ \angle-90°)$$

$$V_C = 85{,}7\ \text{V}_{ac}\angle-44{,}5°$$

Puesto que el desplazamiento de fase de la tensión en el condensador es $-44{,}5°$, el ángulo de disparo del circuito será aproximadamente $-44{,}5°$. Después de que el SCR se dispara, permanecerá en conducción hasta que la corriente disminuya por debajo de I_H. Esto ocurrirá cuando la señal alterna de entrada sea aproximadamente igual a cero voltios.

Por tanto, el ángulo de conducción es:

$$\theta\ \text{conducción} = 180° - 44{,}5° = 135{,}5°$$

PROBLEMA PRÁCTICO 15.7 Utilizando la Figura 15.22 *a*, hallar el ángulo de disparo y el ángulo de conducción aproximados cuando $R = 50\ \text{k}\Omega$.

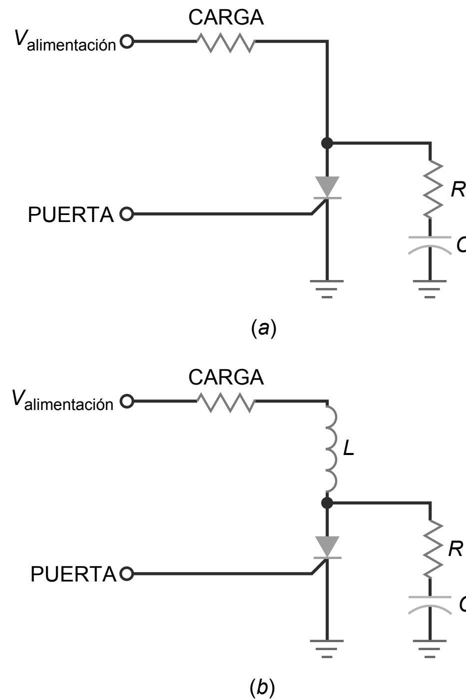
El controlador de fase *RC* mostrado en la Figura 15.22*a* es una forma básica de controlar la corriente media a través de la carga. El rango de corriente controlable está limitado porque el ángulo de fase puede variar sólo entre 0 y 90°. Con amplificadores operacionales y circuitos *RC* más complejos, podemos variar el ángulo de fase desde 0 hasta 180°. Esto nos permite variar la corriente media en todo el rango, desde cero hasta el valor máximo.

Velocidad crítica de crecimiento

Cuando se emplea una tensión alterna para alimentar el ánodo de un SCR, es posible que se produzca un falso disparo. A causa de las capacidades internas del SCR, los cambios rápidos de la tensión de alimentación pueden disparar el SCR. Para evitar un falso disparo de un SCR, la tasa de variación de la tensión no debe exceder la *velocidad crítica de crecimiento de la tensión* (*critical rate of voltage rise*) especificada en la hoja de características. Por ejemplo, el 2N6504 tiene una velocidad crítica de crecimiento de la tensión de 50 V/μs. Para evitar el falso disparo, la tensión de ánodo no debe crecer a una velocidad mayor que 50 V/μs.

Los transitorios de conmutación son la causa principal de que se exceda la velocidad crítica de crecimiento de la tensión. Una forma de reducir los efectos de los transitorios de conmutación es mediante un circuito *amortiguador RC,* como el mostrado en la Figura 15.23*a*. Si aparece un transitorio de conmutación de alta velocidad en la tensión de alimentación, su velocidad de crecimiento se reduce en el ánodo gracias a la constante de tiempo *RC*.

Figura 15.23 (*a*) El circuito amortiguador *RC* protege al SCR frente a crecimientos rápidos de la tensión. (*b*) La bobina protege al SCR frente a incrementos rápidos de la corriente.



Para los SCR grandes también se define una *velocidad crítica de crecimiento de la corriente.* Por ejemplo, el C701 tiene una velocidad crítica de crecimiento de la corriente de 150 A/μs. Si la corriente de ánodo trata de aumentar más rápido que esto, el SCR se destruirá. Incluyendo una bobina en serie con la carga (Figura 15.23*b*) se reduce la velocidad de crecimiento de la corriente a un nivel seguro.

15.5 Tiristores bidireccionales

Los dos dispositivos vistos hasta aquí, el diodo de cuatro capas y el SCR, son unidireccionales porque la corriente sólo puede fluir en una dirección. El **diac** y el **triac** son *tiristores bidireccionales.* Estos dispositivos pueden conducir en cualquier dirección. En ocasiones, el diac también se denomina *conmutador bidireccional de silicio* (*SBS, silicon bidirectional switch*).

Diac

El diac permite que la corriente circule en cualquier dirección. El circuito equivalente de un diac está formado por dos diodos de cuatro capas conectados en paralelo, como se muestra en la Figura 15.24*a*, e idealmente es lo mismo que los *latches* de la Figura 15.24*b*. El diac no comienza a conducir hasta que la tensión que cae en él excede la tensión de disrupción en cualquier dirección.

Por ejemplo, si *v* tiene la polaridad indicada en la Figura 15.24*a*, el diodo de la izquierda conduce cuando *v* excede la tensión de disrupción. En este caso, el *latch* de la izquierda se cierra como se muestra en la Figura 15.24*c*. Cuando *v* tiene la polaridad opuesta, el *latch* de la derecha se cierra. La Figura 15.24*d* muestra el símbolo esquemático de un diac.

INFORMACIÓN ÚTIL

Los triacs a menudo se utilizan en controles de iluminación.

Triac

El triac se comporta como dos SCR conectados en paralelo e invertidos (Figura 15.25*a*), lo que es equivalente a los dos *latches* de la Figura 15.25*b*. Por tanto, el triac puede controlar la corriente en ambas direcciones. Si *v* tiene la polaridad indicada en la Figura 15.25*a*, un disparo positivo hará que el *latch* de la izquierda se cierre. Cuando *v* tiene la polaridad opuesta, un impulso de dis-

Figura 15.24 Diac.

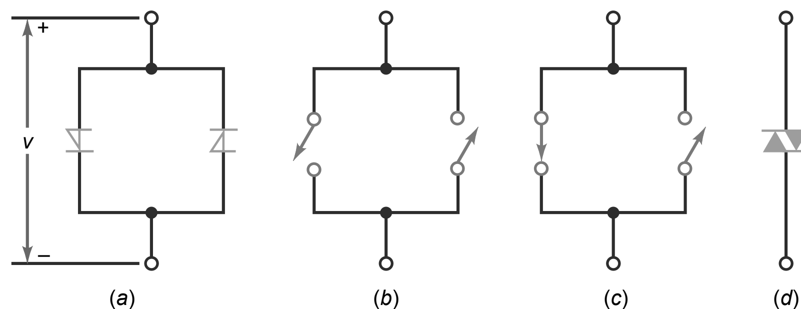
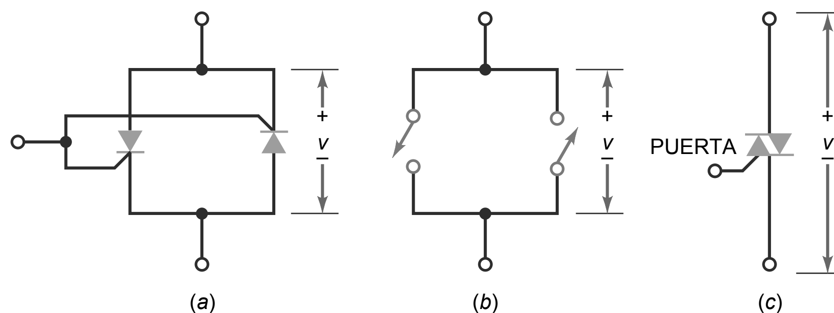


Figura 15.25 Triac.



paro negativo hará que el *latch* de la derecha se cierre. La Figura 15.25*c* muestra el símbolo empleado en los esquemáticos para el triac.

La Figura 15.26 muestra la hoja de características del triac FKPF8N80. Como su nombre indica, el triac es un tiristor triodo bidireccional (de alterna). Observe, al final de la hoja de características, las definiciones de los cuadrantes o modos de funcionamiento del triac. Normalmente, el triac trabaja en los cuadrantes I y III en aplicaciones típicas de alterna. Dado que este dispositivo es más sensible en el cuadrante I, a menudo se emplea un diac junto con el triac para proporcionar una conducción simétrica en alterna.

La Tabla 15.2 especifica algunos triacs comerciales. Debido a su estructura interna, los triacs tienen tensiones y corrientes de disparo de puerta altas que son comparables a las del SCR. Como puede ver , las tensiones de disparo de puerta especificadas en la Tabla 15.2 van de 2 a 2,5 V y las corriente de disparo de puerta varían entre 10 y 50 mA. Las corrientes máximas de ánodo varían entre 1 y 15 A.

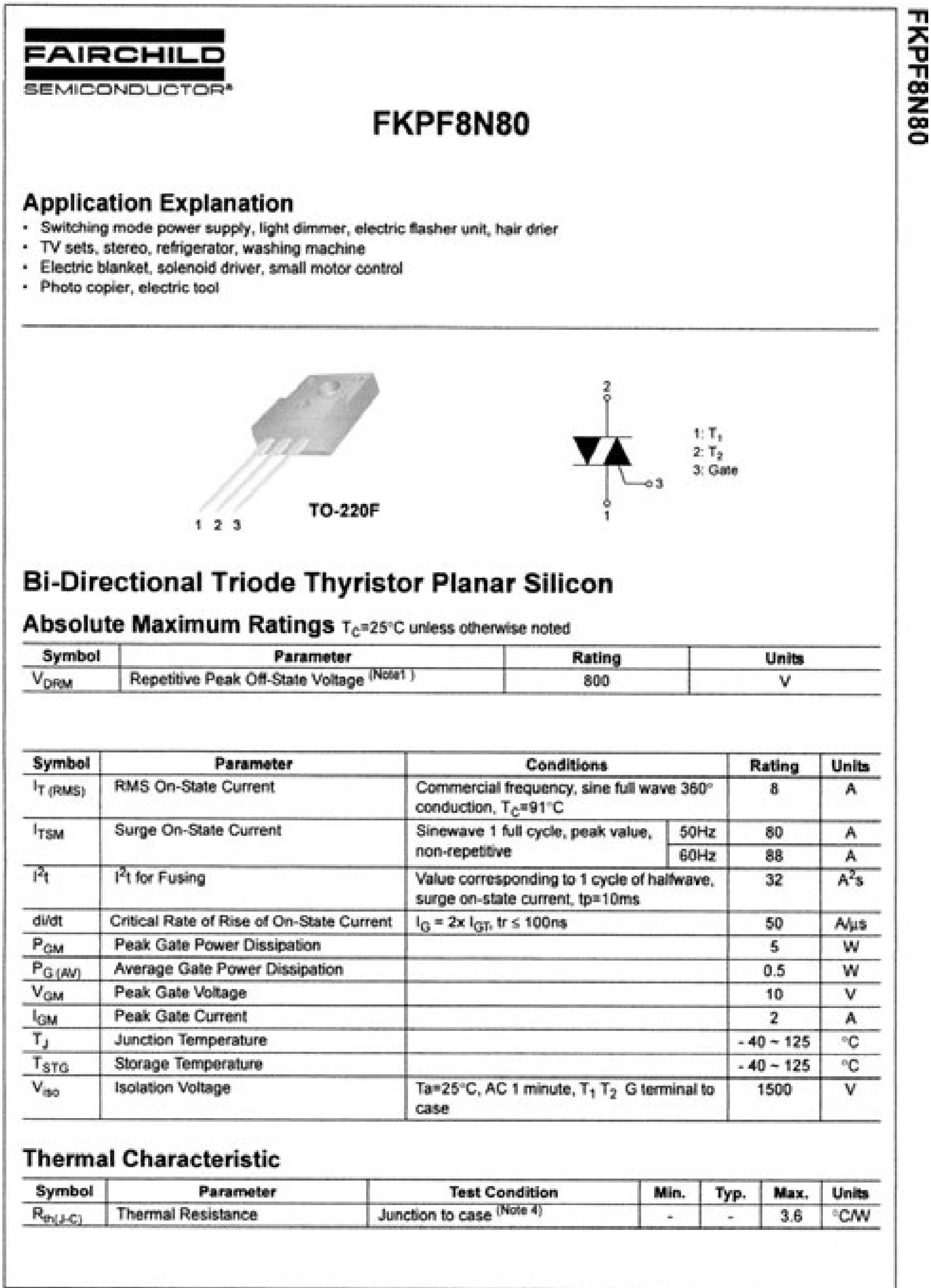
Control de fase

La Figura 15.27*a* muestra un circuito *RC* que varía el ángulo de fase de la tensión de puerta de un triac. El circuito puede controlar la corriente que circula por una car ga grande. Las Figuras 15.27*b* y 15.27*c* muestran la tensión de la red eléctrica y la tensión de puerta retrasada. Cuando la tensión del condensador es lo suficientemente alta como para generar la corriente de disparo, el triac conduce. Una vez que ha entrado en conducción,

Tabla 15.2 Muestrario de triacs

Dispositivo	V_{GT}, V	I_{GT}, mA	$I_{máx}$, A	$V_{máx}$, V
Q201E3	2	10	1	200
Q4004L4	2,5	25	4	400
Q5010R5	2,5	50	10	500
Q6015R5	2,5	50	15	600

Figura 15.26 Hoja de características de un triac.



FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

FKPF8N80

FKPF8N80

Application Explanation

- Switching mode power supply, light dimmer, electric flasher unit, hair drier
- TV sets, stereo, refrigerator, washing machine
- Electric blanket, solenoid driver, small motor control
- Photo copier, electric tool

Bi-Directional Triode Thyristor Planar Silicon

Absolute Maximum Ratings T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Rating	Units
V_{DRM}	Repetitive Peak Off-State Voltage (Note1)	800	V

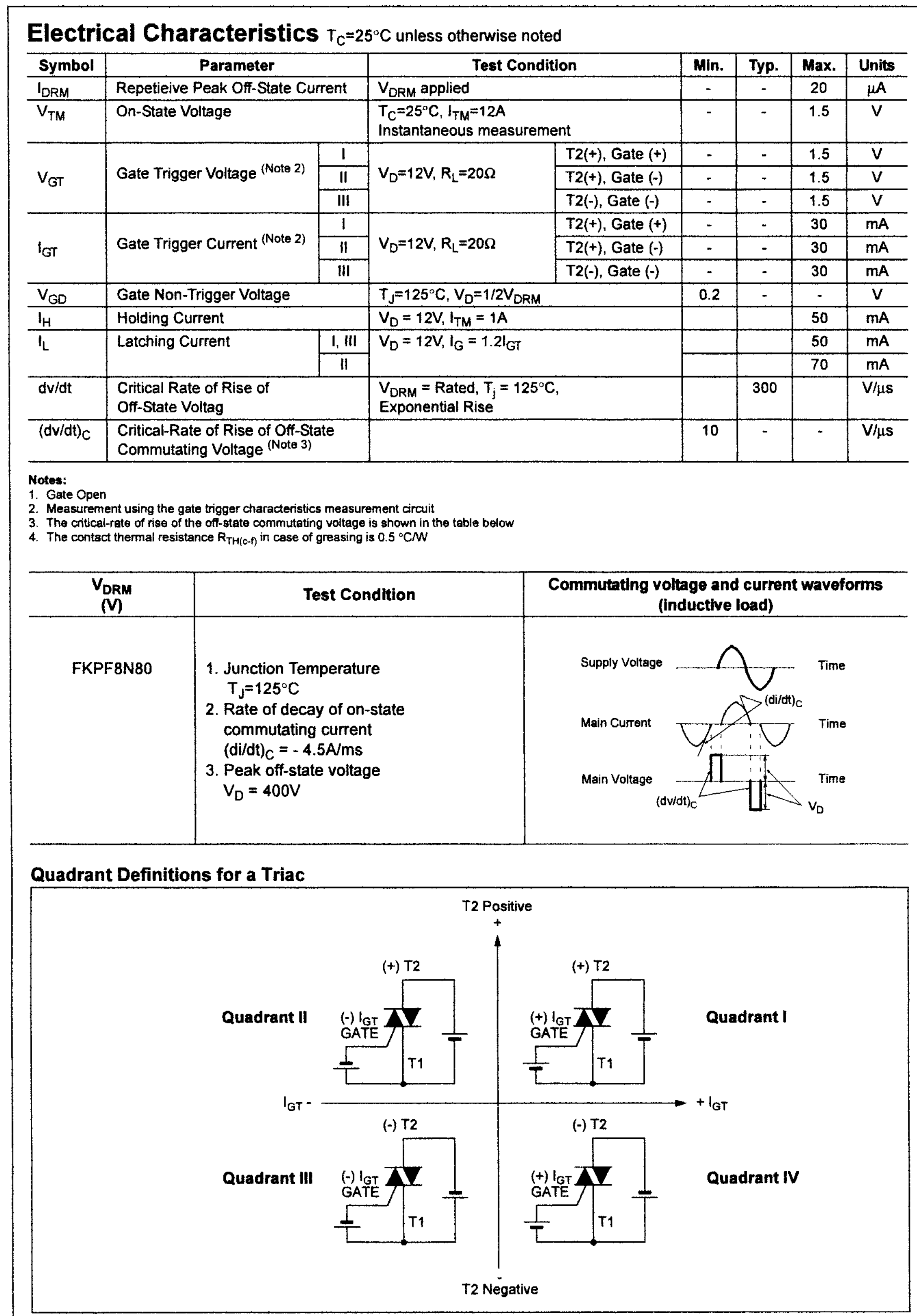
Symbol	Parameter	Conditions		Rating	Units
$I_{T\,(RMS)}$	RMS On-State Current	Commercial frequency, sine full wave 360° conduction, T_C=91°C		8	A
I_{TSM}	Surge On-State Current	Sinewave 1 full cycle, peak value, non-repetitive	50Hz	80	A
			60Hz	88	A
I^2t	I^2t for Fusing	Value corresponding to 1 cycle of halfwave, surge on-state current, tp=10ms		32	A^2s
di/dt	Critical Rate of Rise of On-State Current	I_G = 2x I_{GT}, tr ≤ 100ns		50	A/μs
P_{GM}	Peak Gate Power Dissipation			5	W
$P_{G\,(AV)}$	Average Gate Power Dissipation			0.5	W
V_{GM}	Peak Gate Voltage			10	V
I_{GM}	Peak Gate Current			2	A
T_J	Junction Temperature			- 40 ~ 125	°C
T_{STG}	Storage Temperature			- 40 ~ 125	°C
V_{iso}	Isolation Voltage	Ta=25°C, AC 1 minute, T_1 T_2 G terminal to case		1500	V

Thermal Characteristic

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{th(J-C)}$	Thermal Resistance	Junction to case (Note 4)	-	-	3.6	°C/W

Rev. B1, April 2004

Figura 15.26 (continuación)



FKPF8N80

Electrical Characteristics T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter		Test Condition		Min.	Typ.	Max.	Units
I_{DRM}	Repetieive Peak Off-State Current		V_{DRM} applied		-	-	20	µA
V_{TM}	On-State Voltage		T_C=25°C, I_{TM}=12A Instantaneous measurement		-	-	1.5	V
V_{GT}	Gate Trigger Voltage (Note 2)	I	V_D=12V, R_L=20Ω	T2(+), Gate (+)	-	-	1.5	V
		II		T2(+), Gate (-)	-	-	1.5	V
		III		T2(-), Gate (-)	-	-	1.5	V
I_{GT}	Gate Trigger Current (Note 2)	I	V_D=12V, R_L=20Ω	T2(+), Gate (+)	-	-	30	mA
		II		T2(+), Gate (-)	-	-	30	mA
		III		T2(-), Gate (-)	-	-	30	mA
V_{GD}	Gate Non-Trigger Voltage		T_J=125°C, V_D=1/2V_{DRM}		0.2	-	-	V
I_H	Holding Current		V_D = 12V, I_{TM} = 1A				50	mA
I_L	Latching Current	I, III	V_D = 12V, I_G = 1.2I_{GT}				50	mA
		II					70	mA
dv/dt	Critical Rate of Rise of Off-State Voltag		V_{DRM} = Rated, T_j = 125°C, Exponential Rise			300		V/µs
$(dv/dt)_C$	Critical-Rate of Rise of Off-State Commutating Voltage (Note 3)				10	-	-	V/µs

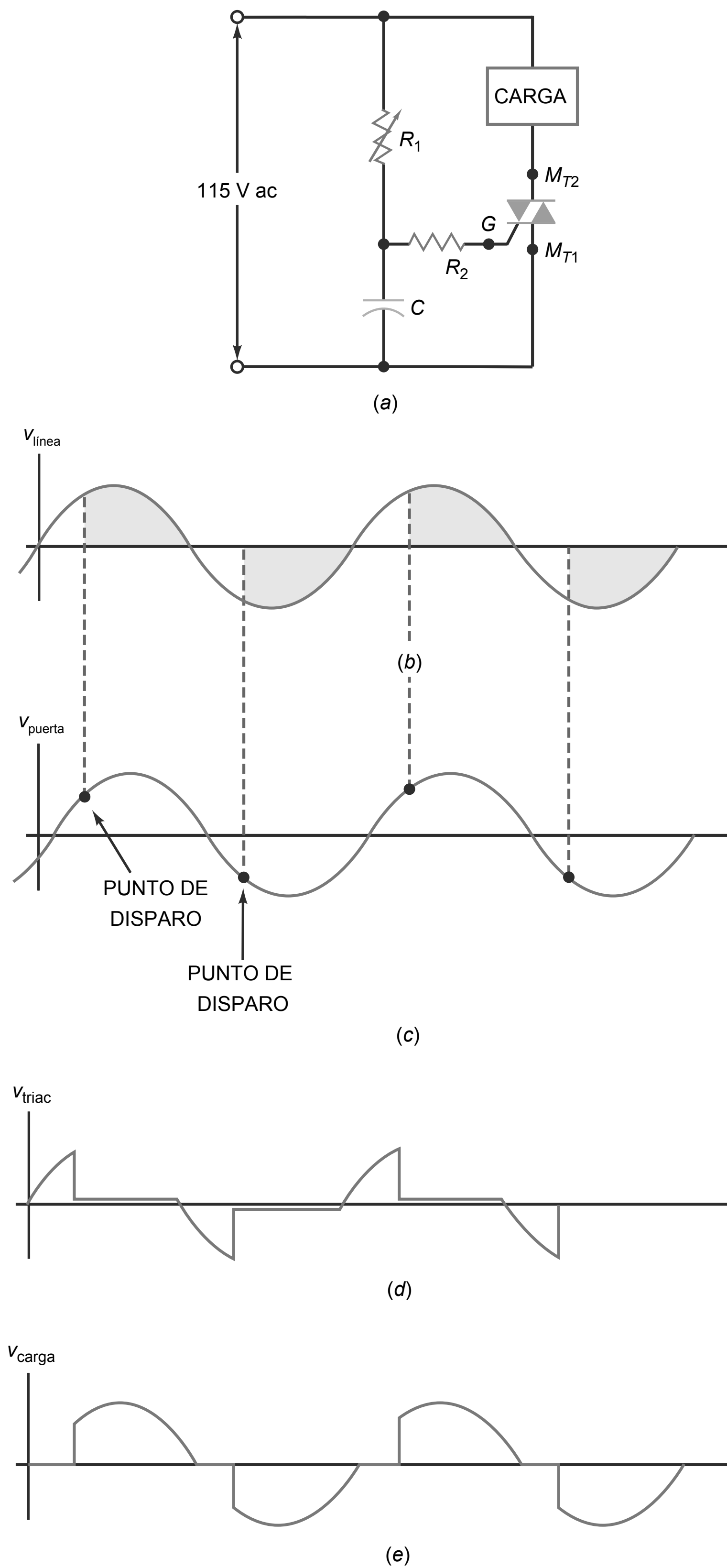
Notes:
1. Gate Open
2. Measurement using the gate trigger characteristics measurement circuit
3. The critical-rate of rise of the off-state commutating voltage is shown in the table below
4. The contact thermal resistance $R_{TH(c-f)}$ in case of greasing is 0.5 °C/W

V_{DRM} (V)	Test Condition	Commutating voltage and current waveforms (inductive load)
FKPF8N80	1. Junction Temperature T_J=125°C 2. Rate of decay of on-state commutating current $(di/dt)_C$ = - 4.5A/ms 3. Peak off-state voltage V_D = 400V	

Quadrant Definitions for a Triac

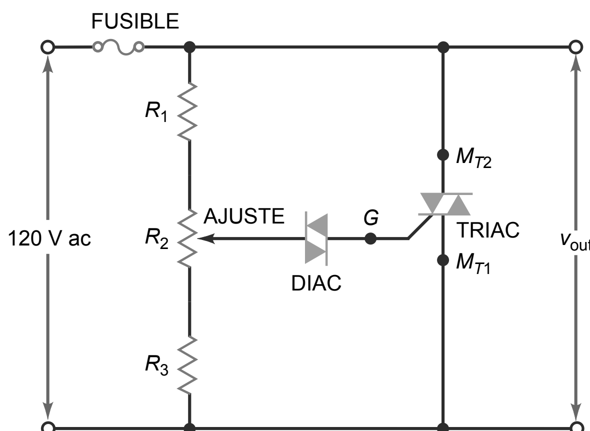
Rev. B1, April 2004

Figura 15.27 Control de fase mediante triac.



el triac continúa conduciendo hasta que la tensión de la red pasa por cero. Las Figuras 15.27 *d* y 15.27*e* muestran las respectivas tensiones en el triac y en la carga.

Figura 15.28 Triac para proteger la carga.



Aunque los triacs pueden manejar corrientes altas, no entran dentro de la misma clase de dispositivos que los SCR, que manejan corrientes mucho más altas. No obstante, cuando es importante la conducción en ambos semiciclos, los triacs resultan dispositivos útiles especialmente en aplicaciones industriales.

INFORMACIÓN ÚTIL

El diac de la Figura 15.28 se utiliza para garantizar que el punto de disparo sea el mismo tanto para la parte positiva como la negativa de la tensión aplicada.

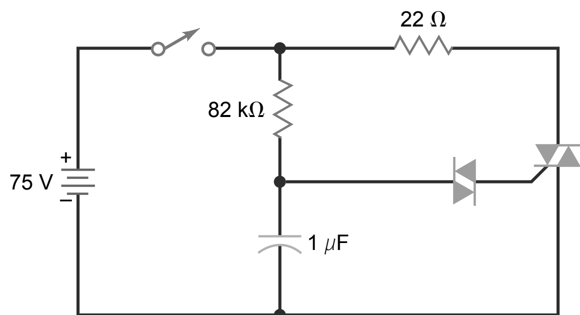
Triac para proteger la carga

La Figura 15.28 muestra un circuito con un triac utilizado para proteger la carga frente a una tensión de la red excesiva. Si la tensión de la red se hace muy alta, el diac se ceba y dispara el triac, lo que hace que se funda el fusible. Un potenciómetro R_2 nos permite fijar el punto de disparo.

Ejemplo 15.8

En la Figura 15.29, el interruptor está cerrado. Si el triac se ha disparado, ¿cuál es la corriente aproximada que circula por la resistencia de 22 Ω?

Figura 15.29 Ejemplo.



SOLUCIÓN Idealmente, cuando conduce, en el triac caen cero voltios. Por tanto, la corriente a través de la resistencia de 22 Ω es:

$$I = \frac{75 \text{ V}}{22\ \Omega} = 3{,}41 \text{ A}$$

Si en el triac caen 1 o 2V, la corriente seguirá siendo prácticamente 3,1 A, ya que la alta tensión de alimentación anula el efecto del triac sobre la tensión.

PROBLEMA PRÁCTICO 15.8 En el circuito de la Figura 15.29, cambie V_{in} a 120 V y calcule la corriente aproximada a través de la resistencia de 22 Ω.

Ejemplo 15.9

En la Figura 15.29, el interruptor está cerrado. El MPT32 es un diac con una tensión de cebado de 32 V. Si el triac tiene una tensión de disparo de 1 V y una corriente de disparo de 10 mA, ¿qué tensión del condensador disparará al triac?

SOLUCIÓN A medida que el condensador se carga, la tensión en el diac aumenta. Cuando la tensión del diac es ligeramente inferior a 32 V, el diac está a punto de entrar en disrupción. Dado que el triac tiene una tensión de disparo de 1 V, la tensión en el condensador tiene que ser:

$$V_{in} = 32\text{ V} + 1\text{ V} = 33\text{ V}$$

Con esta tensión de entrada, el diac entra en disrupción y el triac se dispara.

PROBLEMA PRÁCTICO 15.9 Repita el Ejemplo 15.9 utilizando un diac con una tensión de disrupción de 24 V.

15.6 IBGT

Construcción básica

Tanto los MOSFET de potencia como los BJT se pueden emplear en aplicaciones de conmutación de alta potencia. El MOSFET tiene la ventaja de una mayor velocidad de conmutación y el BJTtiene menores pérdidas de conducción. Combinando las bajas pérdidas de conducción de un BJT con la alta velocidad de conmutación de un MOSFET de potencia, podríamos conseguir un conmutador ideal.

Este dispositivo híbrido existe y es el **IGBT** (***insulated-gate bipolar transistor*, transistor bipolar de puerta aislada).** El IGBT procede esencialmente de la tecnología MOSFET de potencia. Su estructura y funcionamiento son muy similares a los del MOSFET de potencia. En la Figura 15.30 se muestra la estructura básica de un IGBT de canal *n*. Su estructura es parecida a la de un MOSFET de potencia de canal *n* construido sobre un sustrato de tipo *p*. Como puede ver, tiene terminales de puerta, emisor y colector.

Hay disponibles dos versiones de este dispositivo conocidas como IGBT PT (*punch-through*) e IGBT NPT (*nonpunch-through*). La Figura 15.30 muestra la estructura de un IGBTPT, formad por una capa de separación$n+$ entre las regiones $p+$ y $n-$. El dispositivo NPT no tiene capa de separación $n+$.

Las versiones NPT tienen valores de conducción $V_{CE(on)}$ mayores que las versiones PT y un coeficiente de temperatura positivo. Este coeficiente de temperatura positivo hace que el NPT sea adecuado para montaje en paralelo. Las versiones PT, que tienen la capa $n+$ adicional, presenta la ventaja de velocidades de conmutación más altas y un coeficiente de temperatura negativo.

Control del IGBT

Las Figuras 15.31*a* y 15.31*b* muestran dos símbolos esquemáticos para el IGBT de canal *n*. La Figura 15.31*c* también muestra un circuito equivalente simplificado de este dispositivo. Como puede ver, el IGBT es principalmente un MOSFET de potencia en el lado de la entrada y un BJT en el lado de la salida. El control de entrada es una tensión entre los terminales de puerta y de emisor. La salida es una corriente entre los terminales de colector y emisor.

El IGBT es un dispositivo normalmente en corte y con una alta impedancia de entrada. Cuando la tensión de entrada, V_{GE}, sea lo suficientemente grande, comenzará a circular la corriente de colector . Este valor mínimo

Figura 15.30 Estructura básica del IGBT.

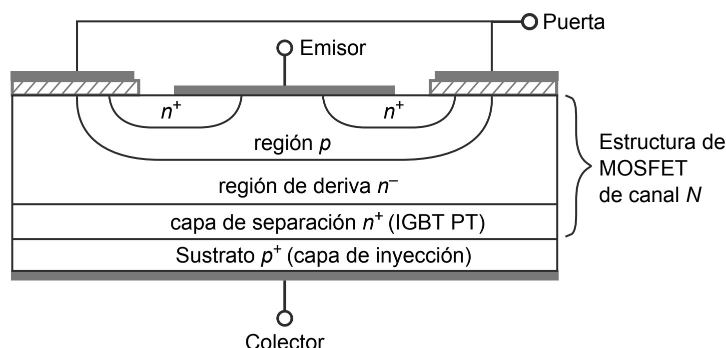
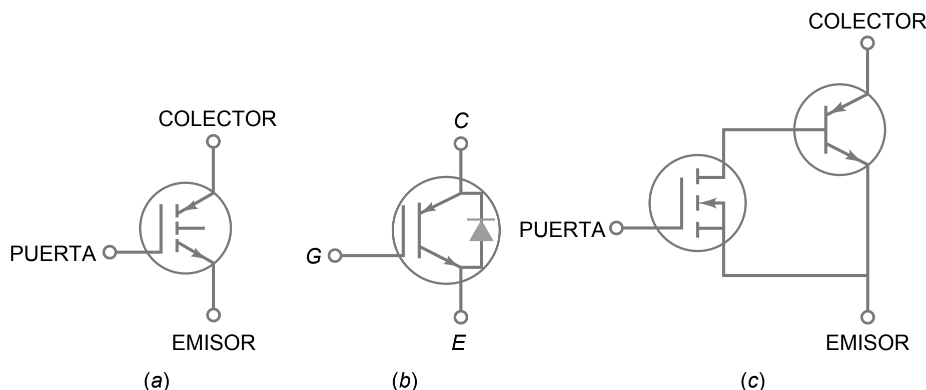


Figura 15.31 IGBT. (*a*) y (*b*) Símbolos esquemáticos. (*c*) Circuito equivalente simplificado.



de tensión es la tensión umbral de puerta, $V_{GE(\text{umbral})}$. La Figura 15.32 muestra la hoja de características de un IGBT FGL60N100BNTD que emplea tecnología NPT-Trench. La tensión $V_{GE(\text{th})}$ (th = umbral) típica de este dispositivo se especifica como 5,0 V cuando $I_C = 60$ mA. La corriente continua máxima de colector es de 60 A. Otra característica importante es su tensión de saturación colector-emisor $V_{CE(\text{sat})}$. El valor típico de $V_{CE(\text{sat})}$ especificado en la hoja de características es de 1,5 V para una corriente de colector de 10 A y de 2,5 V para una corriente de colector de 60 A.

Ventajas del IGBT

Las pérdidas de conducción de los IGBT están relacionadas con la caída de tensión directa del dispositivo, y las pérdidas de conducción del MOSFET están basadas en su valores de $R_{DS(\text{on})}$. En aplicaciones de baja tensión, los MOSFET de potencia pueden tener resistencias $R_{D(\text{on})}$ extremadamente bajas. Sin embargo, en aplicaciones de alta tensión, los MOSFET tienen valores de $R_{DS(\text{on})}$ mayores, lo que hace que las pérdidas de conducción aumenten. El IGBT no presenta esta característica. Los IGBT tienen una tensión de disrupción colector -emisor mucho más grande comparada con el valor máximo de V_{DSS} en los MOSFET. Como se puede ver en la hoja de características de la Figura 15.32, el valor de V_{CES} es de 1000 V. Esto es importante en aplicaciones que utilizan cargas inductivas de alta tensión. Comparados con los BJT, los IGBT presentan una impedancia de entrada mucho más grande y precisan requisitos de excitación de puerta mucho más simples. Aunque el IGBT no puede adaptar la velocidad de conmutación del MOSFET, se están desarrollando nuevas familias de dispositivos IGBT para aplicaciones de muy alta frecuencia. Por tanto, los IGBT son soluciones efectivas en aplicaciones de alta tensión y corriente a frecuencias moderadas.

15.7 Otros tiristores

Los SCR, los triacs y los IGBT son tiristores importantes, pero existen otros también que merece la pena ver aunque sea de forma breve. Algunos de estos tiristores, como el foto-SCR, todavía se emplean en aplicaciones especiales. Otros, como el UJT, fueron populares en el pasado pero han sido reemplazados en su mayoría por amplificadores operacionales y temporizadores integrados.

Foto-SCR

La Figura 15.33*a* muestra un *foto-SCR,* también conocido como *SCR activado por luz.* Las flechas representan la luz incidente que atraviesa una ventana e incide en las zonas de deplexión. Cuando la intensidad de la luz es lo suficientemente fuerte, los electrones de valencia se desligan de sus orbitales y se convierten en electrones libres. El flujo de electrones libre da lugar a una realimentación positiva y el foto-SCR se cierra.

Después de que el disparo luminoso haya cerrado el foto-SCR, éste permanecerá cerrado incluso aunque la luz desaparezca. Como se muestra en la Figura 15.33 *a,* la puerta se deja abierta para conseguir una sensibilidad máxima a la luz. Para disponer de un punto de trabajo ajustable, podemos incluir el ajuste de disparo como se muestra en la Figura 15.33*b*. La resistencia entre la puerta y tierra desvía parte de los electrones generados por la luz y reduce la sensibilidad del circuito a la luz incidente.

Figura 15.32 Hoja de características de un IGBT.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

IGBT

FGL60N100BNTD

FGL60N100BNTD

NPT-Trench IGBT

General Description

Trench insulated gate bipolar transistors (IGBTs) with NPT technology show outstanding performance in conduction and switching characteristics as well as enhanced avalanche ruggedness. These devices are well suited for Induction Heating (I-H) applications

Features

- High Speed Switching
- Low Saturation Voltage : $V_{CE(sat)}$ = 2.5 V @ I_C = 60A
- High Input Impedance
- Built-in Fast Recovery Diode

Application

Micro- Wave Oven, I-H Cooker, I-H Jar, Induction Heater, Home Appliance

G C E

TO-264

C G E

Absolute Maximum Ratings T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Description		FGL60N100BNTD	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage		1000	V
V_{GES}	Gate-Emitter Voltage		± 25	V
I_C	Collector Current	@ T_C = 25°C	60	A
	Collector Current	@ T_C = 100°C	42	A
$I_{CM (1)}$	Pulsed Collector Current		120	A
I_F	Diode Continuous Forward Current	@ T_C = 100°C	15	A
P_D	Maximum Power Dissipation	@ T_C = 25°C	180	W
	Maximum Power Dissipation	@ T_C = 100°C	72	W
T_J	Operating Junction Temperature		-55 to +150	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range		-55 to +150	°C
T_L	Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds		300	°C

Notes :
(1) Repetitive rating : Pulse width limited by max. junction temperature

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$(IGBT)	Thermal Resistance, Junction-to-Case	--	0.69	°C/W
$R_{\theta JC}$(DIODE)	Thermal Resistance, Junction-to-Case	--	2.08	°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	--	25	°C/W

 FGL60N100BNTD Rev. A

Figura 15.32 (continuación)

FGL60N100BNTD

Electrical Characteristics of IGBT T_C = 25°C unless otherwise noted

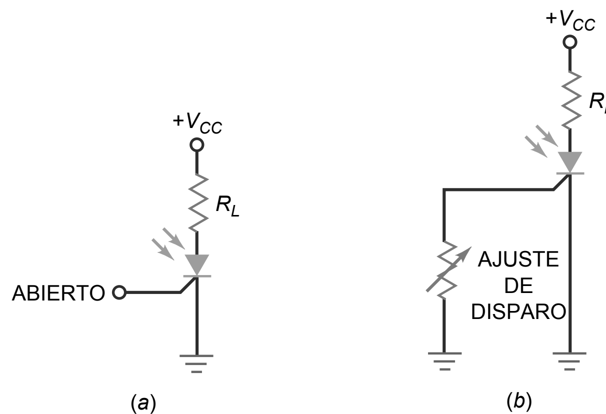
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics						
BV_{CES}	Collector Emitter Breakdown Voltage	V_{GE} = 0V, I_C = 1mA	1000	--	--	V
I_{CES}	Collector Cut-Off Current	V_{CE} = 1000V, V_{GE} = 0V	--	--	1.0	mA
I_{GES}	G-E Leakage Current	V_{GE} = ± 25, V_{CE} = 0V	--	--	± 500	nA
On Characteristics						
$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	I_C = 60mA, V_{CE} = V_{GE}	4.0	5.0	7.0	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	I_C = 10A, V_{GE} = 15V	--	1.5	1.8	V
		I_C = 60A, V_{GE} = 15V	--	2.5	2.9	V
Dynamic Characteristics						
C_{ies}	Input Capacitance	V_{CE}=10V, V_{GE} = 0V, f = 1MHz	--	6000	--	pF
C_{oes}	Output Capacitance		--	260	--	pF
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance		--	200	--	pF
Switching Characteristics						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	V_{CC} = 600 V, I_C = 60A, R_G = 51Ω, V_{GE}=15V, Resistive Load, T_C = 25°C	--	140	--	ns
t_r	Rise Time		--	320	--	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		--	630	--	ns
t_f	Fall Time		--	130	250	ns
Q_g	Total Gate Charge	V_{CE} = 600 V, I_C = 60A, V_{GE} = 15V, , T_C = 25°C	--	275	350	nC
Q_{ge}	Gate-Emitter Charge		--	45	--	nC
Q_{gc}	Gate-Collector Charge		--	95	--	nC

Electrical Characteristics of DIODE T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
V_{FM}	Diode Forward Voltage	I_F = 15A	--	1.2	1.7	V
		I_F = 60A	--	1.8	2.1	V
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	I_F = 60A di/dt = 20 A/us		1.2	1.5	us
I_R	Instantaneous Reverse Current	V_{RRM} = 1000V	--	0.05	2	uA

FGL60N100BNTD Rev. A

Figura 15.33 Foto-SCR.



Conmutador controlado por puerta

Como se ha mencionado anteriormente, el bloqueo por disminución de la corriente es la forma normal de abrir un SCR. Pero el *conmutador controlado por puerta* está diseñado para abrirse fácilmente con un disparo polarizado en inversa. Un conmutador controlado por puerta se cierra mediante un disparo positivo y se abre con un disparo negativo.

La Figura 15.34 muestra un circuito controlado por puerta. Cada disparo positivo cierra el conmutador controlado por puerta y cada disparo negativo lo abre. De esta forma, obtenemos la onda de salida cuadrada mostrada. El conmutador controlado por puerta se ha empleado en contadores, circuitos digitales y otras aplicaciones en las que se disponía de un disparo negativo.

Conmutador controlado por silicio

La Figura 15.35*a* muestra las regiones dopadas de un *conmutador controlado por silicio* (SCS, *silicon controlled switch*). Aquí un terminal externo se conecta a cada una de las regiones dopadas. Puede imaginar el dispositivo separado en dos mitades, como se muestra en la Figura 15.35*b*, y deducir por tanto que es equivalente a un *latch* con acceso a ambas bases (Figura 15.35*c*). Aplicar un disparo de polarización directa a cualquiera de la bases hará que el conmutador controlado por silicio se cierre. Por el contrario, la aplicación de un disparo con polarización inversa a cualquier base hará que el dispositivo se abra.

La Figura 15.35*d* muestra el símbolo esquemático de un conmutador controlado por silicio. La puerta inferior se denomina *puerta cátodo* y la puerta superior se denomina *puerta ánodo.* El conmutador controlado por silicio es un dispositivo de baja potencia comparado con el SCR, ya que maneja corrientes del orden de miliamperios en lugar de corrientes del orden de amperios.

Figura 15.34 Conmutador controlado por puerta.

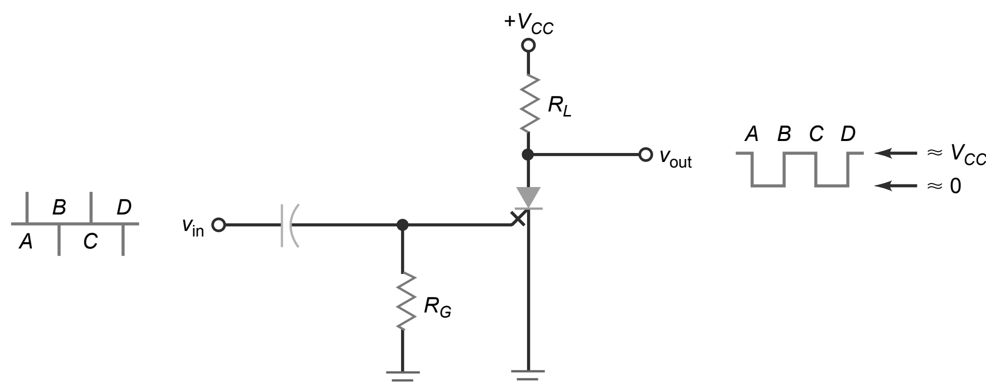
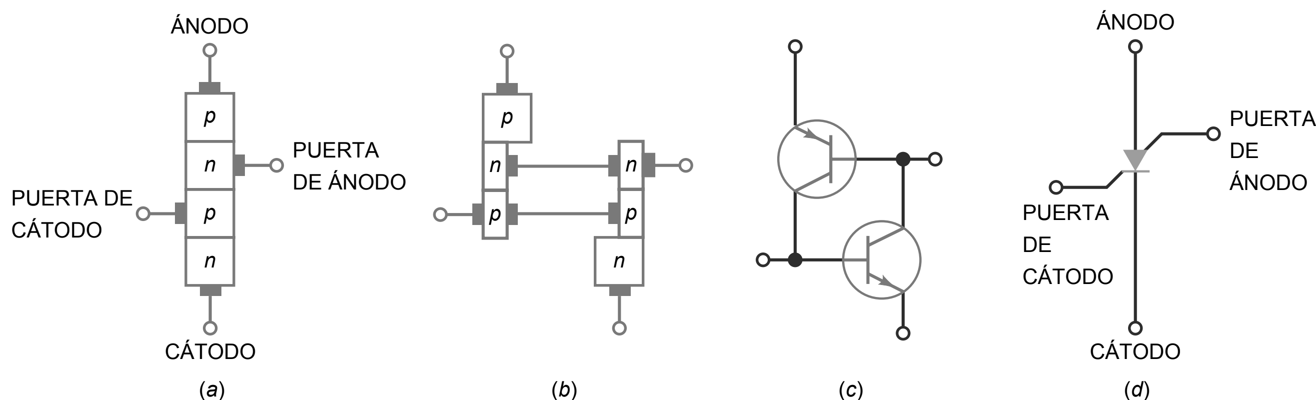


Figura 15.35 Conmutador controlado por silicio.



Transistor uniunion y PUT

El **UJT** (***unijunction transistor*****, transistor uniunión)** tiene dos regiones dopadas, como se muestra en la Figura 15.36*a*. Cuando la tensión de entrada es cero, el dispositivo no conduce. Si aumentamos la tensión de entrada por encima de la *tensión de mantenimiento* (*standoff voltage*) proporcionada en la hoja de características, la resistencia entre la región *p* y la región *n* inferior se hace muy pequeña, como se indica en la Figura 15.36 *b*. La Figura 15.36*c* representa el símbolo esquemático de un UJT.

El UJT puede utilizarse para formar un circuito generador de impulsos denominado oscilador de relajación UJT, que se muestra en la Figura 15.37. En este circuito, el condensador se carga hasta V_{BB}. Cuando la tensión en el condensador alcanza un valor igual a la tensión de mantenimiento, el UJT se pone en conducción. La resistencia de la base inferior interna (región *n* inferior) disminuye de valor rápidamente permitiendo así que el condensador se descargue. La descarga del condensador continúa hasta que se produce un bloqueo por disminución de la corriente. Cuando esto ocurre, el UJT se bloquea y el condensador comienza una vez más a cargarse hasta la tensión V_{BB}. La constante de tiempo *RC* de la carga, normalmente, es significativamente más grande que la constante de tiempo del proceso de descarga.

El abrupto tren de impulsos que se desarrolla en la resistencia externa en B_1 se puede utilizar como origen de disparo para controlar el ángulo de conducción de los circuitos SCR y de triac. La forma de onda desarrollada en el condensador puede utilizarse en aplicaciones donde se necesite un generador de dientes de sierra.

El **PUT(*****programmable unijunction transistor*****, transistor uniunión programable)** es un dispositivo de cuatro capas *pnpn*, que se utiliza para generar impulsos de disparo y formas de onda similares a las de los circuitos UJT. El símbolo esquemático se muestra en la Figura 15.38*a*.

Su construcción básica, mostrada en la Figura 15.38*b*, es muy diferente de la de un UJT y más parecida a la de un SCR. El terminal de puerta está conectado a la capa *n* que hay junto al ánodo. Esta unión *pn* se emplea para controlar los estados de conducción y bloqueo del dispositivo. El terminal de cátodo está conectado a un punto donde la tensión es menor que la tensión de puerta, normalmente a un punto de tierra. Cuando la tensión del ánodo se hace aproximadamente 0,7 V mayor que la tensión de puerta, el PUT se pone en conducción. El dispositivo permanecerá en estado de conducción hasta que la corriente de ánodo sea menor que la corriente de mantenimiento, normalmente dada como su corriente de valle, I_V. Cuando esto ocurre, el dispositivo vuelve a su estado de bloqueo.

Figura 15.36 Transistor uniunión.

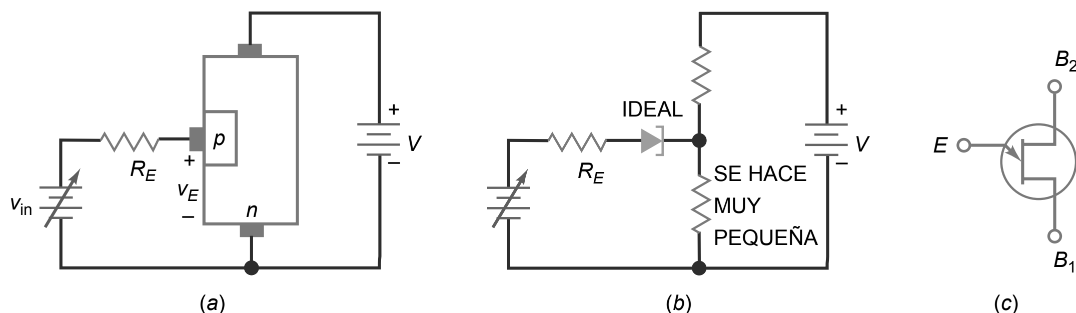


Figura 15.37 Oscilador de relajación UJT.

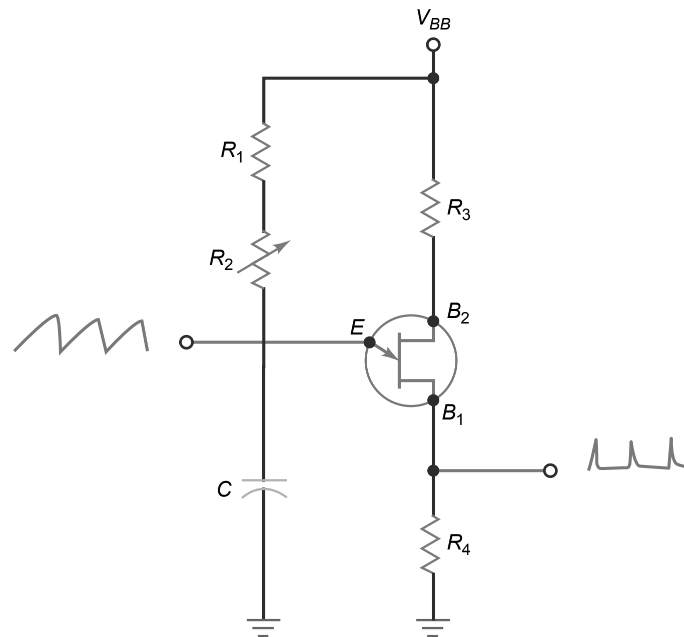
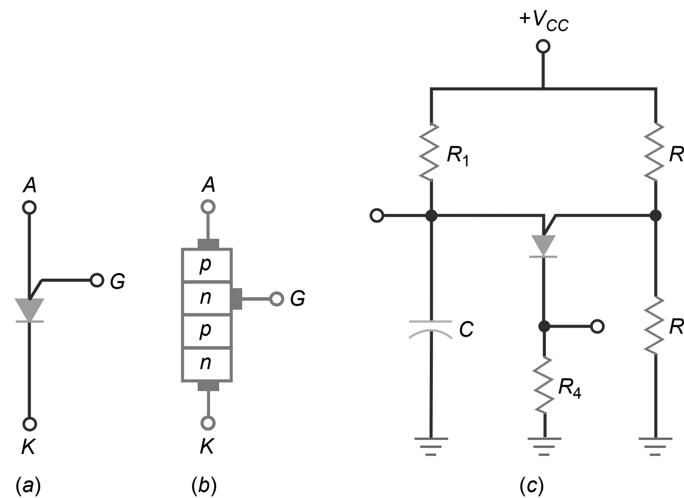


Figura 15.38 PUT: (*a*) Símbolo. (*b*) Estructura. (*c*) Circuito PUT.



El PUT se considera programable porque la tensión de puerta puede determinarse mediante un divisor de tensión externo, como se muestra en la Figura 15.38*c*. Las resistencia externas, R_2 y R_3, establecen la tensión de puerta V_G. Variando los valores de estas resistencias, la tensión en la puerta se puede modificar o "programar", cambiando por tanto la tensión de ánodo requerida para disparar. Cuando el condensador se carga a través de la resistencia R_1, tiene que alcanzar una tensión aproximadamente igual a V_G más 0,7 V. En dicho punto, el PUT entra en conducción y el condensador se descarga. Al igual que con el UJT, pueden desarrollarse trenes de impulsos de disparo y formas de onda en diente de sierra para controlar los tiristores.

Los UJT y los PUT fueron populares en el pasado para la construcción de osciladores, temporizadores y otros circuitos. Pero, como ya hemos dicho, los amplificadores operacionales y temporizadores integrados (como el 555), junto con los microcontroladores han reemplazado a estos dispositivos en muchas de sus aplicaciones.

15.8 Detección de averías

Cuando se detectan averías en un circuito para localizar resistencias, diodos o transistores que fallan, lo que se está haciendo es buscar averías a *nivel de componente.* Los problemas sobre detección de averías de los capítulos anteriores le han proporcionado cierta experiencia en cuanto a las averías a nivel de componente. La detección de averías en dicho nivel es una excelente base para abordar la detección de averías en niveles de mayor orden, porque enseña a razonar de forma lógica, utilizando la ley de Ohm como guía.

Ahora vamos a abordar la detección de averías en el *nivel de sistema,* lo que quiere decir que vamos a razonar en términos de *bloques funcionales,* las pequeñas tareas que realizan las diferentes partes del circuito completo. Para sacar una idea de la detección de averías a este nivel de orden superior, consulte la sección dedicada a la detección de averías incluida al final del capítulo (Figura 15.48).

Allí podrá ver un diagrama de bloques de una fuente de alimentación con un SCR para protección de la carga. Para la fuente de alimentación se han dibujado sus bloques funcionales. Si se miden las tensiones en diferentes puntos, con frecuencia, podrá aislarse el problema en un determinado bloque. Después, si fuera necesario, podrá continuar el proceso de detección de fallos en el nivel de componente.

A menudo, el manual de instrucciones del fabricante incluye los diagramas de bloques del equipo especificando la función de cada uno de los bloques. Por ejemplo, un receptor de televisión se puede representar mediante su diagrama de bloques funcionales. Una vez que se conozcan cómo tienen que ser las señales de entrada y de salida de cada bloque, será posible aislar el bloque defectuoso, momento en el que se decidirá bien reemplazar el bloque defectuoso completo o bien continuar con la localización de averías a nivel de componente.

Resumen

SEC. 15.1 EL DIODO DE CUATRO CAPAS

Un tiristor es un dispositivo semiconductor que utiliza realimentación positiva interna para producir el funcionamiento de un *latch.* El diodo de cuatro capas, también conocido como diodo Schockley, es el tiristor más sencillo. Una tensión de cebado hace que se cierre y el mecanismo de bloqueo por disminución de la corriente hace que se abra.

SEC. 15.2 SCR

El SCR (*silicon controlled rectifier*, rectificador controlado por silicio) es el tiristor más utilizado. Puede conmutar corrientes muy elevadas. Para ponerlo en conducción es necesario aplicar una corriente y tensión de puerta mínimas. Para bloquearlo, hay que reducir la tensión de ánodo a prácticamente cero.

SEC. 15.3 SCR PARA PROTECCIÓN DE LA CARGA

Una aplicación importante del SCR es la de protección de cargas delicadas y caras frente a sobretensiones de la alimentación. Con un SCR para proteger la carga, es preciso emplear un fusible con un circuito limitador de corriente para impedir que una corriente elevada dañe la fuente de alimentación.

SEC. 15.4 CONTROL DE FASE MEDIANTE UN SCR

Un circuito *RC* puede variar el ángulo en retraso de la tensión de puerta entre 0 y 90°, lo que permite controlar la corriente media en la carga. Utilizando circuitos de control de fase más avanzados, podemos variar el ángulo de fase desde 0 a 180° y tener un mayor control sobre la corriente media en la carga.

SEC. 15.5 TIRISTORES BIDIRECCIONALES

El diac permite que la corriente circule en cualquier dirección. Permanece abierto hasta que la tensión que cae en él excede a la tensión de cebado. El triac es un dispositivo controlado por puerta similar a un SCR. Junto con un controlador de fase, un triac proporciona un control de onda de completa de la corriente media por la carga.

SEC. 15.6 IGBT

El IGBT es un dispositivo híbrido compuesto por un MOSFET de potencia en el lado de la entrada y un BJT en el lado de la salida. Esta combinación produce un dispositivo con unos requisitos de excitación de puerta de entrada simples y bajas pérdidas de conducción en la salida. Los IGBT tienen ventaja frente a los MOSFET de potencia en las aplicaciones de conmutación que manejan tensiones y corrientes altas.

SEC. 15.7 OTROS TIRISTORES

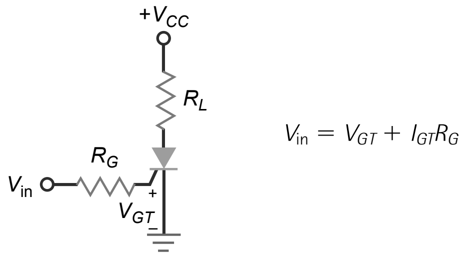
El foto-SCR se cierra cuando la intensidad de la luz incidente es alta. El conmutador controlado por puerta está diseñado para cerrarse con un disparo positivo y abrirse con un disparo negativo. El conmutador controlado por silicio tiene dos puertas de disparo de entrada, pudiendo cualquiera de ellas cerrar o abrir el dispositivo. El transistor uniunión se ha utilizado en la construcción de osciladores y circuitos de temporización.

SEC. 15.8 DETECCIÓN DE AVERÍAS

Cuando se buscan fallos en un circuito para localizar resistencias, diodos, transistores, etc. defectuosos, se trabaja a nivel de componente. Cuando se buscan fallos para localizar un bloque funcional defectuoso, se trabaja a nivel de sistema.

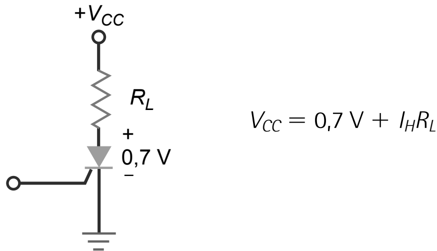
Derivaciones

(15.1) SCR en conducción:



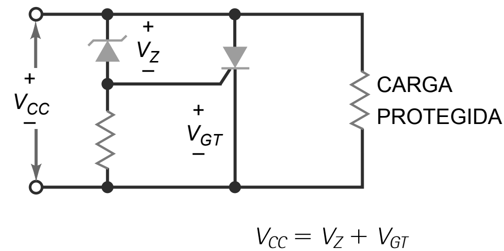
$V_{in} = V_{GT} + I_{GT}R_G$

(15.2) SCR bloqueado:



$V_{CC} = 0{,}7\text{ V} + I_H R_L$

(15.3) Sobretensión:



$V_{CC} = V_Z + V_{GT}$

(15.4) Impedancia de circuito RC para control de fase:

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

(15.5) Fase del circuito RC para control de fase:

$$\theta_Z = -\arctan \frac{X_C}{R}$$

Cuestiones

1. **Un tiristor puede utilizarse como**
   a. una resistencia
   b. un amplificador
   c. un conmutador
   d. una fuente de potencia

2. **Realimentación positiva quiere decir que la señal de retorno**
   a. se opone a las variaciones originales
   b. se suma a la variación original
   c. es equivalente a la realimentación negativa
   d. está amplificada

3. **Un *latch* siempre utiliza**
   a. transistores
   b. realimentación negativa
   c. corriente
   d. realimentación positiva

4. **Para poner en conducción un diodo de cuatro capas, se necesita**
   a. un disparo positivo
   b. un bloqueo por disminución de corriente
   c. cebarlo
   d. un disparo en polarización inversa

5. **La corriente de entrada mínima que puede poner en conducción a un tiristor se denomina**
   a. corriente de mantenimiento
   b. corriente de disparo
   c. corriente de cebado
   d. bloqueo por disminución de corriente

6. **La única forma de bloquear un diodo de cuatro capas que está conduciendo es mediante**
   a. un disparo positivo
   b. un bloqueo por disminución de corriente
   c. el cebado
   d. un disparo en polarización inversa

7. **La corriente mínima de ánodo que mantiene en conducción a un tiristor se denomina**
   a. corriente de mantenimiento
   b. corriente de disparo
   c. corriente de cebado
   d. bloqueo por disminución de corriente

8. **Un rectificador controlado por silicio tiene**
   a. dos terminales externos
   b. tres terminales externos
   c. cuatro terminales externos
   d. tres regiones dopadas

9. **Un SCR normalmente se pone en conducción mediante**
   a. el cebado
   b. un disparo de puerta
   c. disrupción
   d. la corriente de mantenimiento

10. **Los SCR son**
    a. dispositivos de baja potencia
    b. diodos de cuatro capas
    c. dispositivos de alta corriente
    d. bidireccionales

11. **La forma usual de proteger una carga de tensiones de alimentación excesivas es mediante un**
    a. protector de carga
    b. diodo zener
    c. diodo de cuatro capas
    d. tiristor

12. **Un amortiguador *RC* protege a un SCR frente a**
    a. sobretensiones de la alimentación
    b. falsos disparos
    c. cebados
    d. cortocircuitos

13. **Cuando se utiliza un protector de carga con una fuente de alimóntación, ésta necesita disponer de un fusible o de**
    a. una corriente de disparo adecuada
    b. una corriente de mantenimiento
    c. un mecanismo de filtrado
    d. un limitador de corriente

14. El foto-SCR responde a la
a. corriente
b. tensión
c. humedad
d. luz

15. El diac es un
a. transistor
b. dispositivo unidireccional
c. dispositivo de tres capas
d. dispositivo bidireccional

16. El triac es equivalente e
a. un diodo de cuatro capas
b. dos diacs en paralelo
c. un tiristor con un terminal de puerta
d. dos SCR en paralelo

17. El transistor uniunión se comporta como un
a. diodo de cuatro capas
b. diac
c. triac
d. *latch*

18. Cualquier tiristor se puede poner en conducción mediante
a. el cebado
b. un disparo en polarización directa
c. un bloqueo por disminución de la corriente
d. un disparo en polarización inversa

19. Un diodo Schockley es lo mismo que un
a. diodo de cuatro capas
b. SCR
c. diac
d. triac

20. La tensión de disparo de un SCR es aproximadamente igual a
a. 0
b. 0,7 V
c. 4 V
d. la tensión de cebado

21. Cualquier tiristor puede bloquearse mediante
a. el cebado
b. un disparo en polarización directa
c. un bloqueo por disminución de la corriente
d. un disparo en polarización inversa

22. Exceder la velocidad crítica de crecimiento produce
a. una disipación de potencia excesiva
b. un falso disparo
c. un bloqueo por disminución de la corriente
d. un disparo en polarización inversa

23. A veces, al diodo de cuatro capas se le denomina
a. transistor uniunión
b. diac
c. diodo *pnpn*
d. conmutador

24. Un *latch* está basado en
a. la realimentación negativa
b. la realimentación positiva
c. el diodo de cuatro capas
d. el funcionamiento del SCR

25. Un SCR puede conmutar al estado de conducción si
a. se excede su tensión de cebado en directa
b. se aplica I_{GT}
c. se excede la velocidad crítica de crecimiento de la tensión
d. Todas las anteriores

26. Para probar apropiadamente un SCR utilizando un óhmetro,
a. el óhmetro debe suministrar la tensión de cebado del SCR
b. el óhmetro no puede suministrar más de 0,7 V
c. el óhmetro debe suministrar la tensión de cebado inversa del SCR
d. el óhmetro debe suministrar la corriente de mantenimiento del SCR

27. El ángulo de disparo máximo en un único circuito *RC* de control de fase es
a. 45°
b. 90°
c. 180°
d. 360°

28. Generalmente, un triac se considera más sensible en el
a. cuadrante I
b. cuadrante II
c. cuadrante III
d. cuadrante IV

29. Un IGBT es esencialmente un
a. BJT en la entrada y un MOSFET en la salida
b. un MOSFET tanto en la entrada como en la salida
c. un MOSFET en la entrada y un BJT en la salida
d. un BJT tanto en la entrada como en la salida

30. La tensión máxima de salida en el estado de conducción de un IGBT es
a. $V_{GS(\text{on})}$
b. $V_{CE(\text{Sat})}$
c. $R_{DS(\text{on})}$
d. V_{CES}

31. Un PUT se considera programable por
a. el uso de resistencias externas de puerta
b. la aplicación de niveles de tensión prefijados en el cátodo
c. el uso de un condensador externo
d. el uso de uniones *pn* dopadas

Problemas

SEC. 15.1 EL DIODO DE CUATRO CAPAS

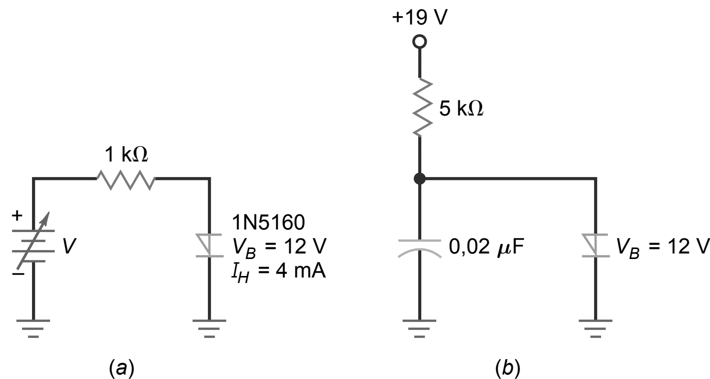
15.1 El 1N5160 de la Figura 15.39*a* está en conducción. Si establecemos 0,7 V en el diodo en el punto de bloqueo, ¿cuál será el valor de *V* cuando el diodo se abra?

15.2 El condensador de la Figura 15.39*b* se carga desde 0,7 a 12 V, lo que hace que el diodo de cuatro capas se cebe. ¿Cuál es la corriente a través de la resistencia de 5 kΩ justo antes de que el diodo se cebe? ¿Y la corriente a través de la resistencia de 5 kΩ cuando el diodo está conduciendo?

15.3 ¿Cuál es la constante de tiempo durante la carga en el circuito de la Figura 15.39*b*? El período del diente de sierra es igual a la constante de tiempo. ¿Cuá será la frecuencia?

15.4 Si la tensión de cebado del circuito de la Figura 15.39*a* cambia a 20 V y la corriente de mantenimiento cambia a

Figura 15.39



3 mA, ¿cuál será la tensión V que hace que el diodo entre en conducción? ¿y la tensión que hace que se bloquee?

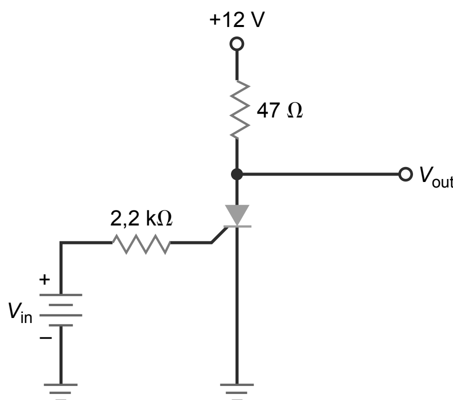
15.5 Si en el circuito de la Figura 15.39*b* se cambia la tensión de alimentación a 50 V, ¿cuál será la tensión máxima en el condensador? ¿Cuál será la constante de tiempo si se duplica la resistencia y el valor del condensador se triplica?

SEC. 15.2 SCR

15.6 El SCR de la Figura 15.40 tiene los valores siguientes: $V_{GT} =$ 1,0 V, $I_{GT} =$ 2 mA e $I_H =$ 12 mA. ¿Cuál es la tensión de salida cuando el SCR está bloqueado (estado *off*)? ¿Cuál es la tensión de entrada que dispara al SCR? Si V_{CC} disminuye hasta que el SCR se abre, ¿cuál es el valor de V_{CC}?

15.7 En el circuito de la Figura 15.40 se duplica el valor de todas las resistencias. Si la corriente de disparo de puerta del SCR es igual a 1,5 mA, ¿Cuál es la tensión de entrada que dispara al SCR?

Figura 15.40

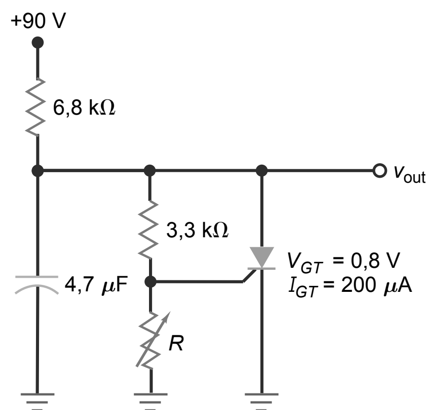


15.8 ¿Cuál es la tensión de pico de salida en el circuito de la Figura 15.41 si R se ajusta a 500 Ω?

15.9 Si el SCR de la Figura 15.40 tiene una tensión de disparo de puerta de 1,5 V, una corriente de disparo de puerta de 15 mA y una corriente de mantenimiento de 10 mA, ¿cuál es la tensión de entrada que dispara al SCR? ¿Y la tensión de alimentación que reinicia al SCR?

15.10 Si en el circuito de la Figura 15.40 se triplica el valor de las resistencias, ¿cuál será la tensión de entrada que dispara al SCR si $V_{GT} =$ 2 V e $I_{GT} =$ 8 mA?

Figura 15.41



15.11 En la Figura 15.41, R se ajusta a 750 Ω. ¿Cuál será la constante de tiempo de carga del condensador? ¿Cuál es la resistencia de Thevenin vista desde la puerta?

15.12 La resistencia R_2 del circuito de la Figura 15.42 se fija en 4,6 kΩ. ¿Cuáles son los ángulos de disparo y de conducción aproximados de este circuito? ¿Cuál es la tensión alterna en C?

15.13 En el circuito de la Figura 15.42, si se ajusta R_2, ¿cuáles son los valores mínimo y máximo del ángulo de disparo?

Figura 15.42

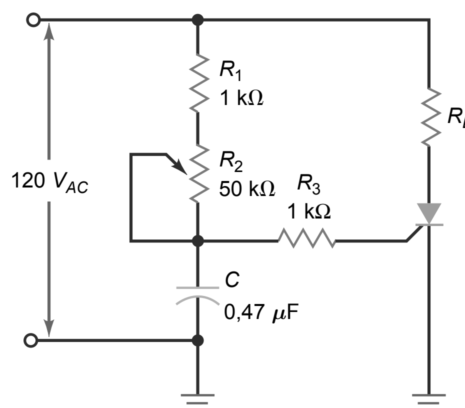
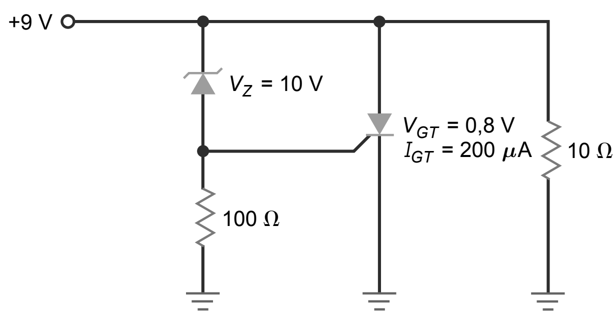


Figura 15.43



15.14 ¿Cuáles son los ángulos mínimo y máximo de conducción del SCR de la Figura 15.42?

SEC. 15.3 SCR PARA PROTECCIÓN DE LA CARGA

15.15 Calcule la tensión de alimentación que dispara el circuito protector de la carga de la Figura 15.43.

15.16 Si el diodo zener de la Figura 15.43 tiene una tolerancia del ±10 por ciento y la tensión de disparo puede ser tan alta como 1,5 V, ¿cuál será la tensión de alimentación máxima para la que tendrá lugar el mecanismo de protección de la carga?

15.17 Si la tensión del zener de la Figura 15.43 se varía de 10 a 12 V, ¿cuál será la tensión que dispare al SCR?

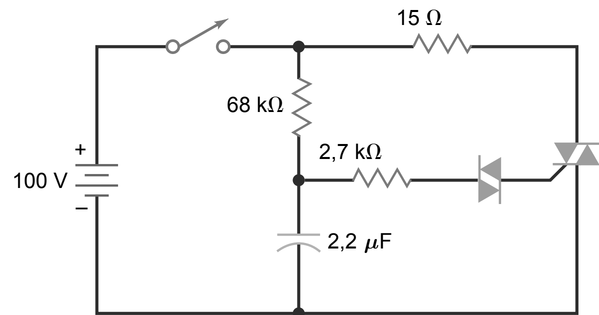
15.18 El diodo zener de la Figura 15.43 se reemplaza por un 1N759. ¿Cuál será la tensión de alimentación que dispara al SCR para protección de la carga?

SEC. 15.5 TIRISTORES BIDIRECCIONALES

15.19 El diac de la Figura 15.44 tiene una tensión de cebado de 20 V, y el triac tiene una tensión V_{GT} de 2,5 V. ¿Cuál es la tensión del condensador que pone en conducción al triac?

15.20 ¿Cuál es la corriente por la carga del circuito de la Figura 15.44 cuando el triac está conduciendo?

Figura 15.44



15.21 En el circuito de la Figura 15.44 se duplica el valor de todas las resistencias y el del condensador se triplica. Si el diac tiene una tensión de cebado de 28 V y el triac tiene una tensión de disparo de puerta de 2,5 V, ¿cuál será la tensión del condensador que dispará al triac?

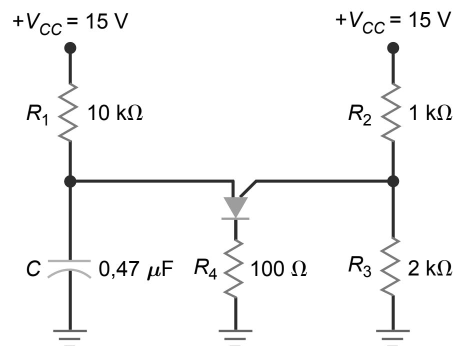
SEC. 15.7 OTROS TIRISTORES

15.22 En la Figura 15.45, ¿Cuáles son las tensiones de ánodo y de puerta cuando se dispara el PUT?

15.23 ¿Cuál será la tensión ideal de pico en la resistencia R_4 de la Figura 15.45, cuando el PUT se dispara?

15.24 En la Figura 15.45, ¿cómo será la forma de onda de tensión en el condensador? ¿Cuáles son los valores de tensión mínimo y máximo de esa forma de onda?

Figura 15.45



Pensamiento crítico

15.25 La Figura 15.46*a* muestra un indicador de sobretensiones. ¿Cuál es la tensión que enciende la lámpara?

15.26 ¿Cuál es la tensión de salida de pico en la Figura 15.46*b*?

15.27 Si el período de la señal en diente de sierra es igual al 20 por ciento de la constante tiempo, ¿cuál es la frecuencia mínima en el circuito de la Figura 15.46*b*? ¿Y la frecuencia máxima?

15.28 El circuito de la Figura 15.47 se encuentra en una habitación oscura. ¿Cuál es la tensión de salida? Cuando se enciende una luz, el tiristor se dispara. ¿Cuál es la tensión de salida aproximada? ¿Cuál es la corriente que circula por la resistencia de 100 Ω?

Detección de averías

Utilice la Figura 15.48 para resolver el resto de los problemas. Esta fuente de alimentación contiene un rectificador en puente que incorpora un filtro con condensador a la entrada. Por tanto, la tensión continua filtrada es aproximadamente igual a la

Figura 15.46

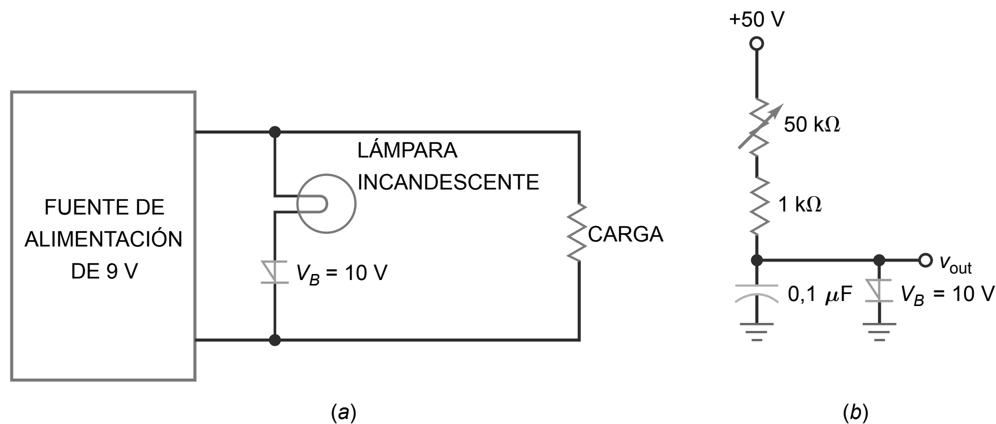
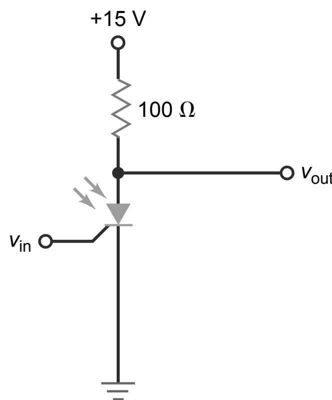


Figura 15.47



tensión secundaria de pico. Todos los valores enumerados se especifican en voltios, a menos que se indique otra cosa. Además, las tensiones medidas en los puntos *A*, *B* y *C* se proporcionan como valores eficaces. Las tensiones medidas en los puntos *D*, *E* y *F* se especifican como tensiones continuas. En este ejercicio, el proceso de detección de averías se hará en el nivel de sistema; es decir, deberá localizar el bloque más sospechoso para luego realizar más pruebas. Por ejemplo, si la tensión es correcta en el punto *B* pero incorrecta en el punto *C*, el bloque defectuoso será el *transformador.*

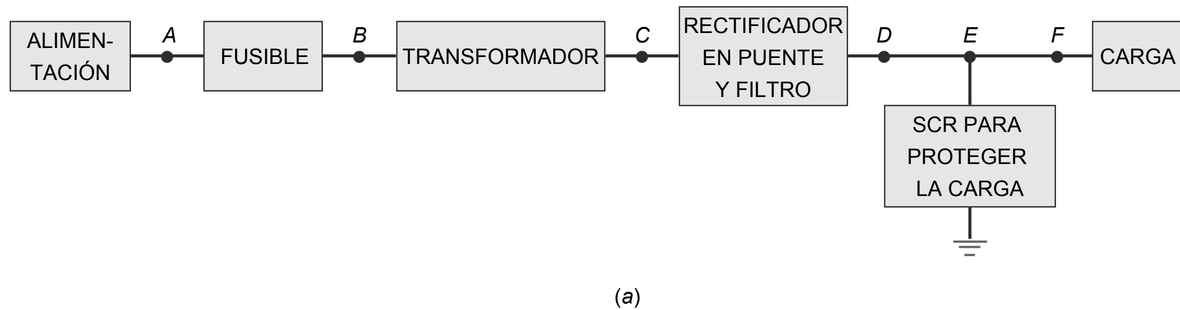
15.29 Localice las averías 1 a 4.

15.30 Localice las averías 4 a 8.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un *latch* de dos transistores. A continuación, explique cómo la realimentación positiva puede hacer que los transistores trabajen en las regiones de saturación y de corte.
2. Dibuje un circuito básico SCR para protección de la carga. ¿Cuál es la teoría de funcionamiento de este circuito? En otras palabras, explique de forma detallada cómo funciona.
3. Dibuje un circuito SCR para controlar la fase. Incluya en su explicación las formas de onda de la tensión alterna de la red y de la tensión de puerta. Después, explique la teoría de funcionamiento.
4. En los circuitos de tiristor, ¿cuál es el propósito de las redes amortiguadoras?
5. ¿Cómo podría utilizarse un SCR en un circuito de alarma? ¿Por qué es preferible emplear este dispositivo en lugar de un circuito de disparo de transistor? DIbuje un esquemático sencillo.
6. En el campo de la electrónica ¿dónde podrá un técnico encontrarse con tiristores?
7. Compare el uso de un BJT de potencia, un FET de potencia y un SCR en circuitos de amplificación de alta potencia.
8. Explique las diferencias de funcionamiento que existen entre el diodo Schockley y un SCR.
9. Compare el uso de un MOSFET de potencia y un IGBT en circuitos de conmutación de alta potencia.

Figura 15.48 Medidas obtenidas en el proceso de detección de averías.



(*a*)

Detección de averías

Avería	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	R_L	SCR
OK	115	115	12,7	18	18	18	100 Ω	Bloqueo
*T*1	115	115	12,7	18	0	0	100 Ω	Bloqueo
*T*2	0	0	0	0	0	0	100 Ω	Bloqueo
*T*3	115	115	0	0	0	0	100 Ω	Bloqueo
*T*4	115	0	0	0	0	0	0	Bloqueo
*T*5	130	130	14,4	20,5	20,5	20,5	100 Ω	Bloqueo
*T*6	115	115	12,7	0	0	0	100 Ω	Bloqueo
*T*7	115	115	12,7	18	18	0	100 Ω	Bloqueo
*T*8	115	0	0	0	0	0	100 Ω	Bloqueo

(*b*)

Respuestas al autotest

1. c
2. b
3. d
4. c
5. b
6. b
7. a
8. b
9. b
10. c
11. a
12. b
13. d
14. d
15. d
16. d
17. d
18. a
19. a
20. b
21. c
22. b
23. c
24. b
25. d
26. d
27. b
28. a
29. c
30. b
31. a

Respuestas a los problemas prácticos

15.1 $I_D = 113$ mA

15.2 $V_{in} = 1{,}7$ V

15.3 $F = 250$ kHz

15.4 $V_{in} = 10$ V; $V_{CC} = 2{,}5$ V

15.6 $V_{CC} = 6{,}86$ V (caso peor)

15.7 $\theta_{disparo} = 62°$; $\theta_{conducción} = 118°$

15.8 $I_R = 5{,}45$ A

15.9 $V_{in} = 25$ V

Capítulo 16

Efectos de la frecuencia

En los capítulos anteriores hemos estudiado el funcionamiento de los amplificadores en su rango de frecuencias normal. Ahora vamos a ver cómo responde un amplificador cuando la frecuencia de entrada está fuera del rango normal. En los amplificadores de alterna, la ganancia de tensión disminuye cuando la frecuencia de entrada es demasiado baja o demasiado alta. Por otro lado, los amplificadores de continua tienen ganancia de tensión hasta la frecuencia cero. Sólo a altas frecuencias la ganancia de tensión de estos amplificadores de continua decrece. Podemos utilizar el decibelio para describir la disminución de la ganancia de tensión y los diagramas de Bode para representar gráficamente la respuesta de un amplificador.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Calcular la ganancia de potencia en decibelios y la ganancia de tensión en decibelios, y establecer las implicaciones de la condición de impedancias adaptadas.
- Dibujar los diagramas de Bode de módulo y de fase.
- Utilizar el teorema de Miller para calcular las capacidades de entrada y de salida equivalentes de un circuito dado.
- Describir la relación tiempo de subida-ancho de banda.
- Explicar cómo los condensadores de acoplo y los condensadores de desacoplo de emisor producen las frecuencias de corte inferiores en las etapas BJT.
- Explicar cómo los condensadores de desacoplo de colector o de drenador y la capacidad de entrada de Miller producen las frecuencias de corte superiores en las etapas BJT y FET.

Contenido del capítulo

Vocabulario

amplificador de continua
amplificador inversor
banda media de un amplificador
capacidad parásita del cableado
capacidades internas
circuito de retardo
condensador de realimentación
condensador dominante
decibelios
diagrama de Bode
efecto Miller
escala logarítmica
frecuencia de ganancia unidad
frecuencias de corte
frecuencias de potencia mitad
ganancia de potencia en decibelios
ganancia de tensión en decibelios
respuesta en frecuencia
tiempo de subida T_R

16.1 Respuesta en frecuencia de un amplificador

La **respuesta en frecuencia** de un amplificador es la gráfica de la ganancia en función de la frecuencia. En esta sección, vamos a abordar la respuesta en frecuencia de los amplificadores de alterna y de continua. Anteriormente hemos estudiado el amplificador en emisor común con condensadores de acoplo y desacoplo, que es un ejemplo de *amplificador de alterna,* un amplificador diseñado para amplificar señales alternas. También se pueden diseñar *amplificadores de continua,* aquellos que pueden amplificar señales continuas, así como señales alternas.

INFORMACIÓN ÚTIL

La respuesta en frecuencia de un amplificador puede determinarse experimentalmente aplicando una onda cuadrada a la entrada del amplificador y observando la respuesta. Como recordará de cursos anteriores, una onda cuadrada contiene una frecuencia fundamental y un número infinito de armónicos de orden impar. La forma de la onda cuadrada de salida revelará si las frecuencias bajas y altas se están amplificando correctamente. La frecuencia de la onda cuadrada debe ser aproximadamente la décima parte de la frecuencia de corte superior del amplificador. Si la onda cuadrada de salida es una réplica exacta de la onda cuadrada de entrada, la respuesta en frecuencia del amplificador obviamente es suficiente para la frecuencia aplicada.

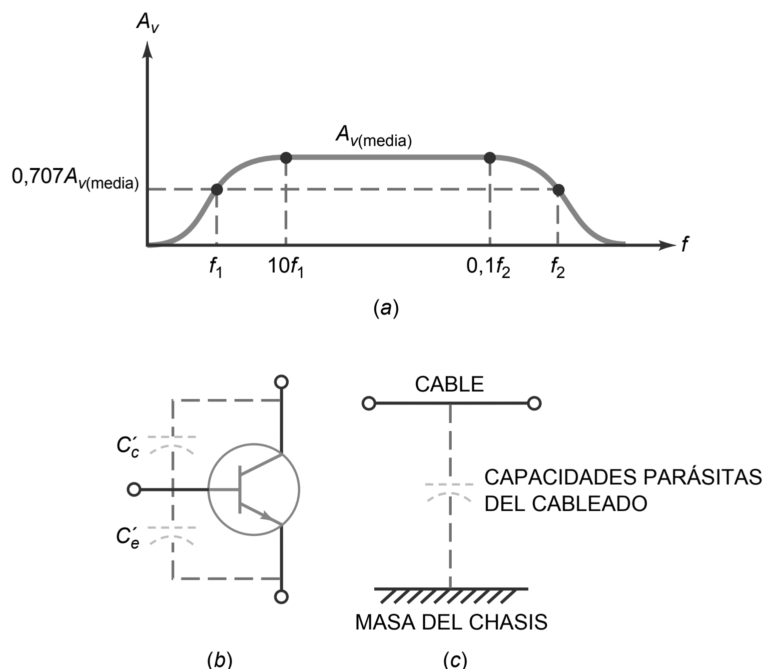
Respuesta de un amplificador de alterna

La Figura 16.1*a* muestra la *respuesta en frecuencia* de un amplificador de alterna. En el rango medio de frecuencias, la ganancia de tensión es máxima. Este rango medio de frecuencias es donde normalmente trabaja el amplificador . A frecuencias bajas, la ganancia de tensión disminuye, porque los condensadores de acoplo y desacoplo ya no se comportan como cortocircuitos. Lo que ocurre es que las reactancias capacitivas son lo suficientemente grandes como para hacer caer parte de la tensión de la señal de alterna. El resultado es una pérdida de la ganancia de tensión a medida que nos aproximamos a la frecuencia de cero hercios (0 Hz).

A frecuencias altas, la ganancia de tensión disminuye por otras razones. Para empezar, un transistor tiene **capacidades internas** en sus uniones, como se muestra en la Figura 16.1*b*. Estas capacidades proporcionan caminos de desacoplo a la señal de alterna. A medida que la frecuencia aumenta, las reactancias capacitivas se hacen lo suficientemente pequeñas como para impedir que el transistor funcione normalmente. El resultado es una pérdida de la ganancia de tensión.

Las **capacidades parásitas del cableado** constituyen otra de las razones para producir una pérdida de la ganancia de tensión a altas frecuencias. La Figura 16.1*c* ilustra esta idea. Cualquier cable de conexión en un circuito de

Figura 16.1 (*a*) Respuesta en frecuencia de un amplificador de alterna. (*b*) Capacidad interna del transistor. (*c*) Entre el cableado y el chasis se forman capacidades.



transistores actúa como una de las placas de un condensador y la masa del chasis se comporta como la otra placa. La capacidad parásita del cableado que existe entre el cable y tierra es una capacidad no deseada. A altas frecuencias, su baja reactancia capacitiva impide que la corriente alterna llegue a la resistencia de carga. Esto es lo mismo que decir que la ganancia de tensión disminuye.

Frecuencias de corte

Las frecuencias a las que la ganancia de tensión es igual a 0,707 de su valor máximo se denominan **frecuencias de corte**. En la Figura 16.1*a*, f_1 es la frecuencia de corte inferior y f_2 es la frecuencia de corte superior. Las frecuencias de corte también se conocen como **frecuencias de potencia mitad**, porque la potencia en la carga es la mitad de su valor máximo a esas frecuencias.

¿Por qué la potencia de salida es la mitad de la potencia máxima a la frecuencias de corte? Cuando la ganancia de tensión es 0,707 veces el valor máximo, la tensión de salida es también 0,707 veces el valor máximo. Recuerde que la potencia es igual al cuadrado de la tensión dividido entre la resistencia. Si elevamos al cuadrado 0,707, obtenemos 0,5; por tanto, la potencia en la carga es la mitad de su valor máximo a las frecuencias de corte.

Banda media

Definiremos la **banda media de un amplificador** como la banda de frecuencias entre $10f_1$ y $0{,}1f_2$. En la banda media, la ganancia de tensión del amplificador es aproximadamente la máxima y se designa por $A_{v(\text{media})}$. Tres características importantes de cualquier amplificador de alterna son: $A_{v(\text{media})}$, f_1 y f_2. Conocidos estos valores, sabremos el valor de la ganancia de tensión en la banda media y en qué puntos disminuye al valor de $0{,}707A_{v(\text{media})}$.

Fuera de la banda media

Aunque normalmente un amplificador opera en la banda media, en ocasiones necesitaremos saber cuál es la ganancia de tensión fuera de esta banda media de frecuencias. Una aproximación para calcular la ganancia de tensión de un amplificador de alterna es la siguiente:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(f_1/f)^2}\sqrt{1+(f/f_2)^2}} \qquad \textbf{(16.1)}$$

Dadas $A_{v(\text{media})}$, f_1 y f_2, podemos calcular la ganancia de tensión a cualquier frecuencia f. Esta ecuación supone que un condensador dominante está produciendo la frecuencia de corte inferior , y otro condensador dominante está produciendo la frecuencia de corte superior . Un **condensador dominante** es aquél que es más importante que todos los demás en la determinación de la frecuencia de corte.

La Ecuación (16.1) no es una fórmula tan fantástica como parece a primera vista. Sólo hay tres rangos de frecuencia que analizar: la banda media, por debajo de la banda media y por encima de la banda media. En la banda media, $f_1/f \approx 0$ y $f/f_2 \approx 0$. Por tanto, ambas raíces de la Ecuación (16.1) son aproximadamente 1, por lo que la Ecuación 16.1 se simplifica como sigue:

Banda media: $$A_v = A_{v(\text{media})} \qquad \textbf{(16.2)}$$

Por debajo de la banda media, $f/f_2 \approx 0$. Por tanto, la segunda raíz es igual a 1 y la Ecuación (16.1) se simplifica de la manera siguiente:

Por debajo de la banda media: $$A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(f_1/f)^2}} \qquad \textbf{(16.3)}$$

Por encima de la banda media, $f_1/f \approx 0$. Luego la primera raíz es igual a 1 y la Ecuación 16.1 se simplifica del siguiente modo:

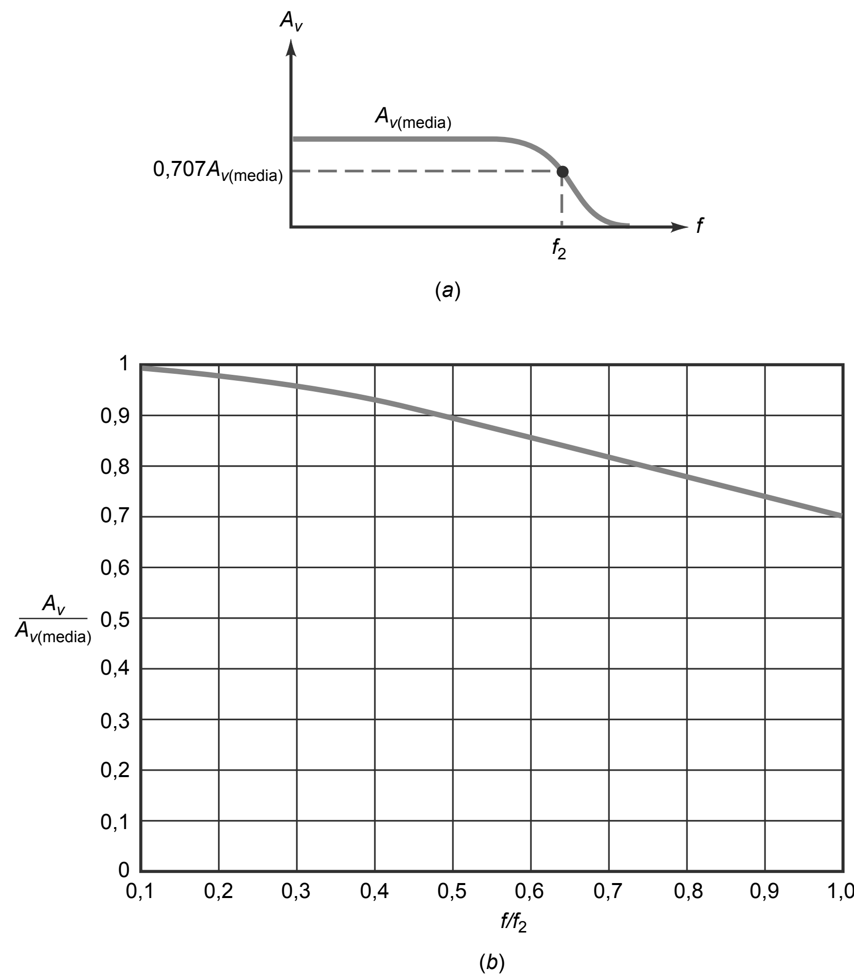
Por encima de la banda media: $$A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(f/f_2)^2}} \qquad \textbf{(16.4)}$$

Respuesta de un amplificador de continua

Como se ha mencionado en el Capítulo 12, un diseñador puede utilizar el acoplamiento directo entre etapas de amplificación, lo que permite al circuito amplificar hasta cero hercios (0 Hz). Este tipo de amplificador se denomina **amplificador de continua.**

La Figura 16.2*a* muestra la respuesta en frecuencia de un amplificador de continua. Puesto que no existe frecuencia de corte inferior , las dos características importantes de un amplificador de continua son $A_{v(\text{media})}$ y f_2.

Figura 16.2 Respuesta en frecuencia del amplificador de continua.



INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 16.2, el ancho de banda incluye las frecuencias de 0 Hz hasta f_2. Dicho de otra manera, el ancho de banda en la Figura 16.2 es igual a f_2.

Tomando estos dos valores de la hoja de características, dispondremos de la ganancia de tensión del amplificador en la banda media y de su frecuencia de corte superior.

El uso del amplificador de continua está más extendido que el del amplificador de alterna, porque la mayor parte de los amplificadores actualmente se están diseñando con amplificadores operacionales en lugar de con transistores discretos. Un *amplificador operacional* es un amplificador de continua que tiene una alta ganancia de tensión, una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida. Hay disponible una amplia variedad de amplificadores operacionales comerciales como circuitos integrados.

La mayor parte de los amplificadores de continua están diseñados con un condensador dominante que produce una frecuencia de corte f_2, por lo que podemos utilizar la siguiente fórmula para calcular la ganancia de tensión de los amplificadores de continua típicos:

$$\boldsymbol{A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(f/f_2)^2}}} \tag{16.5}$$

Por ejemplo, cuando $f = 0{,}1f_2$:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(0{,}1)^2}} = 0{,}995\ A_{v(\text{media})}$$

Esto quiere decir que la ganancia de tensión es el 0,5 por ciento menor que el valor máximo, cuando la frecuencia de entrada es la décima parte de la frecuencia de corte superior. En otras palabras, la ganancia de tensión es aproximadamente el 100 por cien del valor máximo.

Tabla 16.1	Entre la banda media y el corte	
f/f_2	$A_v/A_{v(\text{media})}$	Porcentaje (aprox.)
0,1	0,995	100
0,2	0,981	98
0,3	0,958	96
0,4	0,928	93
0,5	0,894	89
0,6	0,857	86
0,7	0,819	82
0,8	0,781	78
0,9	0,743	74
1	0,707	70

Ganancia de tensión entre la banda media y la frecuencia de corte

Con la Ecuación (16.5), podemos calcular la ganancia de tensión en la región comprendida entre la banda media y la frecuencia de corte. La Tabla 16.1 muestra los valores normalizados de la frecuencia y la ganancia de tensión. Cuando $f/f_2 = 0,1$, $A_v/A_{v(\text{mid})} = 0,995$. Cuando f/f_2 aumenta, la ganancia de tensión normalizada disminuye hasta que alcanza el valor de 0,707 en la frecuencia de corte. Como aproximación, podemos decir que la ganancia de tensión es el 100 por cien del valor máximo cuando $f/f_2 = 0,1$. Por tanto, disminuye al 98 por ciento, al 96 por ciento, etc., hasta que llega al 70 por ciento en la frecuencia de corte. La Figura 16.2*b* muestra la gráfica de $A_v/A_{v(\text{media})}$ en función de f/f_2.

Ejemplo 16.1

La Figura 16.3*a* muestra un amplificador de alterna con una ganancia de tensión en la banda media de 200. Si las frecuencias de corte son $f_1 = 20$ Hz y $f_2 = 20$ kHz, ¿Cuál será la respuesta en frecuencia? ¿Cuál es la ganancia de tensión si la frecuencia de entrada es igual a 5 Hz? ¿Y si es igual a 200 kHz?

SOLUCIÓN Para las frecuencias medias, la ganancia de tensión es 200, y en cualquiera de las frecuencias de corte es igual a:

$$A_v = 0,707(200) = 141$$

La Figura 16.3*b* muestra la respuesta en frecuencia.

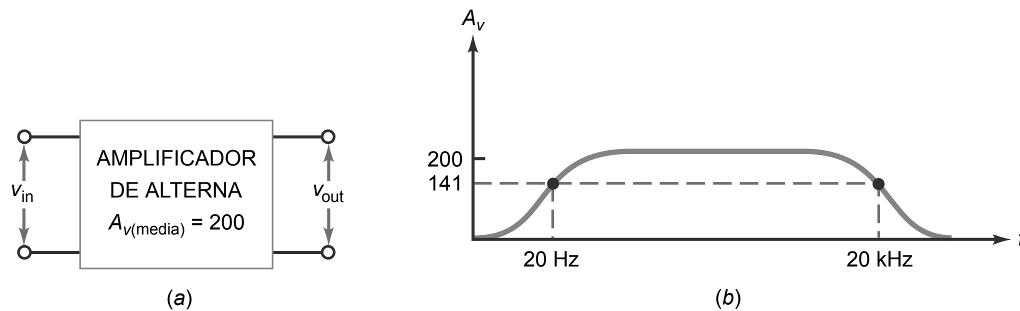
Aplicando la Ecuación (16.3), podemos calcular la ganancia de tensión para la frecuencia de entrada de 5 Hz:

$$A_v = \frac{200}{\sqrt{1+(20/5)^2}} = \frac{200}{\sqrt{1+(4)^2}} = \frac{200}{\sqrt{17}} = 48,5$$

De forma similar, podemos utilizar la Ecuación (16.4) para calcular la ganancia de tensión para una frecuencia de entrada de 200 kHz:

$$A_v = \frac{200}{\sqrt{1+(200/20)^2}} = 19,9$$

Figura 16.3 Amplificador de alterna y su respuesta en frecuencia.



PROBLEMA PRÁCTICO 16.1 Repita el Ejemplo 16.1 utilizando un amplificador de alterna con una ganancia de tensión para las frecuencias medias de 100.

Ejemplo 16.2

La Figura 16.4*a* muestra un amplificador operacional 741C que tiene una ganancia de tensión en la banda media de frecuencias de 100.000. Si $f_2 = 10$ Hz, ¿Cuál es la respuesta de frecuencia?

SOLUCIÓN En la frecuencia de corte de 10 Hz, la ganancia de tensión es 0,707 veces el valor de ganancia en la banda media:

$$A_v = 0{,}707(100.000) = 70.700$$

La Figura 16.4*b* muestra la repuesta en frecuencia. Observe que la ganancia de tensión es 100.000 para una frecuencia de cero hercios (0 Hz). Cuando la frecuencia de entrada se aproxima a 10 Hz, la ganancia de tensión disminuye hasta un valor que es aproximadamente el 70 por ciento del valor máximo.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.2 Repita el Ejemplo 16.2 con una ganancia de $A_{v(\text{media})} = 200.000$.

Ejemplo 16.3

En el ejemplo anterior, ¿cuál es la ganancia de tensión para cada una de las siguientes frecuencias de entrada: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz y 1 MHz?

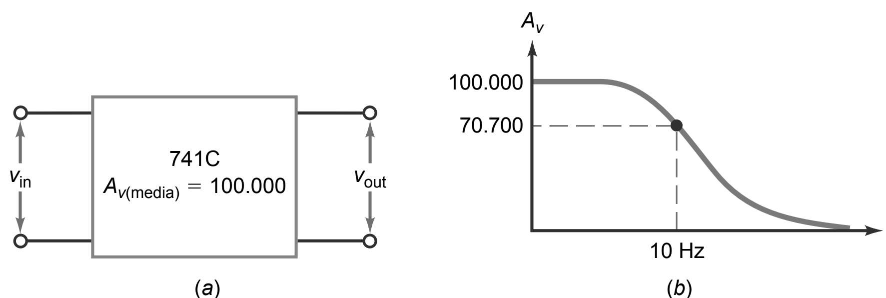
SOLUCIÓN Dado que la frecuencia de corte es igual a 10 Hz, una frecuencia de entrada de:

$$f = 100 \text{ Hz}, 1 \text{ kHz}, 10 \text{ kHz}, \ldots$$

proporciona una relación f/f_2 de:

$$f/f_2 = 10, 100, 1000, \ldots$$

Figura 16.4 El 741C y su respuesta de frecuencia.



Por tanto, podemos utilizar la Ecuación (16.5) del siguiente modo para calcular las ganancias de tensión:

$$f = 100\,\text{Hz:}\ A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(10)^2}} \approx 10.000$$

$$f = 1\,\text{kHz:}\ A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(100)^2}} \approx 1000$$

$$f = 10\,\text{kHz:}\ A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(1000)^2}} \approx 100$$

$$f = 100\,\text{kHz:}\ A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(10.000)^2}} \approx 10$$

$$f = 1\,\text{MHz:}\ A_v = \frac{100.000}{\sqrt{1+(100.000)^2}} \approx 1$$

Cada vez que la frecuencia aumenta en una *década* (en un factor de 10), la ganancia de tensión disminuye en un factor de 10.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.3 Repita el Ejemplo 16.3 con $A_{v(\text{media})} = 200.000$.

16.2 Ganancia de potencia en decibelios

Ahora vamos a estudiar el concepto de **decibelio,** un método útil para describir la respuesta en frecuencia. Pero antes de esto, vamos a repasar algunas ideas de matemáticas básicas.

Repaso de logaritmos

Suponga que tenemos la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{x = 10^y} \tag{16.6}$$

En esta ecuación, puede despejarse y y expresarla en función de x como sigue:

$$y = \log_{10} x$$

Esto se lee como sigue: y es igual al logaritmo (o exponente) en base 10 de x. Normalmente, el subíndice 10 se omite y la ecuación se escribe así:

$$\boldsymbol{y = \log x} \tag{16.7}$$

Con una calculadora que disponga de la función logarítmica, podemos hallar rápidamente el valor de y para cualquier valor de x. Por ejemplo, veamos cómo se calcula el valor de y para x = 10, 100 y 1000:

$$y = \log 10 = 1$$

$$y = \log 100 = 2$$

$$y = \log 1000 = 3$$

Como puede ver, cuando x aumenta en un factor de 10, y aumenta en una unidad.

También podemos calcular los valores de y para valores decimales de x. Por ejemplo, los valores de y para x = 0,1; 0,01 y 0,001 son:

$$y = \log 0{,}1 = -1$$

$$y = \log 0{,}01 = -2$$

$$y = \log 0{,}001 = -3$$

Cuando x disminuye en un factor de 10, y disminuye una unidad.

Definición de $A_{p(\text{dB})}$

En el Capítulo 12, la ganancia de potencia G_p se ha definido como la potencia de salida dividida entre la potencia de entrada:

$$A_p = \frac{p_{\text{out}}}{p_{\text{in}}}$$

La **ganancia de potencia en decibelios** se define como sigue:

$$\mathbf{A_{p(dB)} = 10 \log A_p} \qquad \textbf{(16.8)}$$

Puesto que A_p define la relación de la potencia de salida respecto de la potencia de entrada, A_p es adimensional, no tiene unidades. Cuando se toma el logaritmo de A_p, se obtiene una cantidad que no tiene unidades, es decir, que es adimensional. Pero no debe confundirse nunca $A_{p(\text{dB})}$ con A_p, por lo que añadiremos la unidad *decibelio* (de forma abreviada *dB*) a todos los valores de $A_{p(\text{dB})}$.

Por ejemplo, si un amplificador tiene una relación de potencia de 100, tendrá una ganancia de potencia en decibelios de:

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

Otro ejemplo: sea $A_p = 100.000.000$, luego:

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 100.000.000 = 80 \text{ dB}$$

En ambos ejemplos, el logaritmo es igual al número de ceros: 100 tiene dos ceros y 100.000.000 tiene ocho ceros. Cuando el número sea un múltiplo de 10, puede contar el número de ceros para calcular el logaritmo y multiplicarlo después por 10 para obtener la cantidad de decibelios. Por ejemplo, una ganancia de potencia de 1000 tiene tres ceros; multiplicamos entonces 10 por 3 y obtenemos un resultado de 30 dB. Una ganancia de potencia 100.000 tiene cinco ceros, multiplicando por 10 tendremos 50 dB. Este sencillo truco resulta útil para hallar la cantidad equivalente de decibelios y comprobar las respuestas.

La ganancia de potencia en decibelios a menudo se utiliza en las hojas de características para especificar la ganancia de potencia del dispositivo. Una razón para emplear la ganancia de potencia en decibelios es que nos permite trabajar con números más pequeños. Por ejemplo, si un amplificador tiene una ganancia de potencia que varía entre 100 y 100.000.000, la ganancia de potencia en decibelios variará entre 20 y 80 dB. Como puede ver, la ganancia de potencia en decibelios es una notación más compacta que la normal.

Dos propiedades útiles

La ganancia de potencia en decibelios presenta dos propiedades útiles:

1. Cada vez que la ganancia de potencia normal aumenta (disminuye) en un factor de 2, la ganancia de potencia en decibelios aumenta (disminuye) 3 dB.
2. Cada vez que la ganancia de potencia normal aumenta (disminuye) en un factor de 10, la ganancia de potencia en decibelios aumenta (disminuye) 10 dB.

La Tabla 16.2 muestra estas propiedades de forma resumida. Los siguientes ejemplos demuestran estas propiedades.

Tabla 16.2 Propiedades de la ganancia de potencia

Factor	Decibelios, dB
×2	+3
×0,5	−3
×10	+10
×0,1	−10

Ejemplo 16.4

Calcule la ganancia de potencia en decibelios para los valores siguientes: $A_p = 1, 2, 4$ y 8.

SOLUCIÓN Utilizando una calculadora obtenemos las siguientes respuestas:

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 4 = 6 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 8 = 9 \text{ dB}$$

Cada vez que A_p aumenta en un factor de 2, la ganancia de potencia en decibelios aumenta 3 dB. Esta propiedad siempre se cumple. Cuando la ganancia de potencia se duplica, la ganancia de potencia en decibelios aumenta 3 dB.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.4 Halar $A_{p(\text{dB})}$ para las ganancias de potencia 10, 20 y 40.

Ejemplo 16.5

Calcule la ganancia de potencia en decibelios para cada uno de los valores siguientes: $A_p = 1$, 0,5; 0,25 y 0,125.

SOLUCIÓN

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0{,}5 = -3 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0{,}25 = -6 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0{,}125 = -9 \text{ dB}$$

Cada vez que A_p disminuye en un factor de 2, la ganancia de potencia en decibelios disminuye 3 dB.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.5 Repita el Ejemplo 16.5 para las siguientes ganancias de potencia: 4, 2, 1 y 0,5.

Ejemplo 16.6

Calcule la ganancia de potencia en decibelios para los valores siguientes: $A_p = 1$, 10, 100 y 1000.

SOLUCIÓN

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 10 = 10 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1000 = 30 \text{ dB}$$

Cada vez que A_p aumenta en un factor de 10, la ganancia de potencia en decibelios aumenta 10 dB.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.6 Calcule la ganancia de potencia en decibelios para los siguientes valores de A_p: 5, 50, 500 y 5000.

Ejemplo 16.7

Calcule la ganancia de potencia en decibelios para cada uno de estos valores: $A_p = 1$; 0,1; 0,01 y 0,001.

SOLUCIÓN

$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$

$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0{,}1 = -10 \text{ dB}$

$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0{,}01 = -20 \text{ dB}$

$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0{,}001 = -30 \text{ dB}$

Cada vez que A_p disminuye en un factor de 10, la ganancia de potencia en decibelios disminuye 10 dB.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.7 Calcule la ganancia de potencia en decibelios para los siguientes valores de A_p: 20, 2, 0,2 y 0,02.

16.3 Ganancia de tensión en decibelios

Las medidas de tensión son más habituales que las medidas de potencia. Por tanto, los decibelios resultarán aún más útiles con la ganancia de tensión.

Definición

Como se ha definido en capítulos anteriores, la ganancia de tensión es la tensión de salida dividida entre la tensión de entrada:

$$A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}}$$

La **ganancia de tensión en decibelios** se define como sigue:

$$\mathbf{A_{v(dB)} = 20 \log A_v} \qquad \textbf{(16.9)}$$

La razón de emplear 20 en lugar de 10 en esta definición es que la potencia es proporcional al cuadrado de la tensión. Como veremos en la siguiente sección, esta definición da lugar a una importante derivación para los sistemas con impedancias adaptadas.

Si un amplificador tiene una ganancia de tensión de 100.000, tendrá una ganancia de tensión expresada en decibelios igual a:

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 100.000 = 100 \text{ dB}$$

Cuando el número es un múltiplo de 10, podemos utilizar un simple truco. Contamos el número de ceros y multiplicamos por 20 para obtener el valor equivalente en decibelios. En el cálculo anterior, tenemos cinco ceros y multiplicamos por 20 para obtener una ganancia de tensión en decibelios de 100 dB.

Por ejemplo, si un amplificador tiene una ganancia de tensión que varía de 100 a 100.000.000, su ganancia de tensión en decibelios variará entre 40 y 160 dB.

Reglas básicas para la ganancia de tensión

He aquí dos útiles propiedades de la ganancia de tensión en decibelios:

1. Cada vez que la ganancia de tensión aumenta (disminuye) en un factor de 2, la ganancia de tensión en decibelios aumenta (disminuye) 6 dB.
2. Cada vez que la ganancia de tensión aumenta (disminuye) en un factor de 10, la ganancia de tensión en decibelios aumenta (disminuye) 20 dB.

La Tabla 16.3 resume estas propiedades.

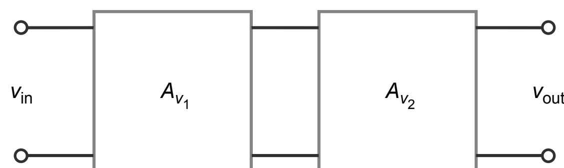
Etapas en cascada

En el circuito de la Figura 16.5, la ganancia de tensión total del amplificador de dos etapas es el producto de las ganancias de tensión individuales:

Tabla 16.3 Propiedades de la ganancia de tensión

Factor	Decibelios, dB
×2	+6
×0,5	−6
×10	+20
×0,1	−20

Figura 16.5 Dos etapas de ganancia de tensión.



$$A_v = (A_{v_1})(A_{v_2}) \quad \textbf{(16.10)}$$

Por ejemplo, si la primera etapa tiene una ganancia de tensión de 100 y la segunda etapa tiene una ganancia de tensión de 50, la ganancia de tensión total es:

$$A_v = (100)(50) = 5000$$

Si empleamos la ganancia de tensión en decibelios en la Ecuación (16.10) en lugar de la ganancia de tensión normal, tenemos que:

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log A_v = 20 \log (A_{v_1})(A_{v_2}) = 20 \log A_{v_1} + 20 \log A_{v_2}$$

lo que puede escribirse del siguiente modo:

$$A_{v(\text{dB})} = A_{v_1(\text{dB})} + A_{v_2(\text{dB})} \quad \textbf{(16.11)}$$

Esta ecuación establece que la ganancia total de tensión en decibelios de dos etapas conectadas en cascada es igual a la suma de las ganancias de tensión en decibelios individuales. La misma idea puede aplicarse a cualquier número de etapas. Esta propiedad aditiva de la ganancia en decibelios es una de las razones de su popularidad.

Ejemplo 16.8

¿Cuál es la ganancia total de tensión en el circuito de la Figura 16.6*a*? Exprésela en decibelios. A continuación, calcule la ganancia de tensión en decibelios de cada etapa y la ganancia total de tensión en decibelios aplicando la Ecuación (16.11).

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (16.10), la ganancia total de tensión es:

$$A_v = (100)(200) = 20.000$$

En decibelios, este resultado es:

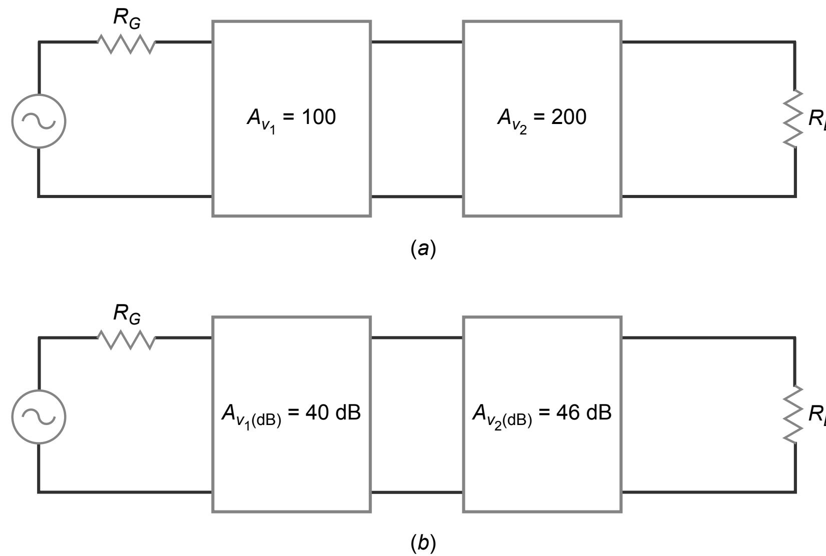
$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 20.000 = 86 \text{ dB}$$

Puede utilizar una calculadora para obtener el resultado de 86dB, o puede emplear el siguiente truco: el número 20.000 es igual a 2 por 10.000. El número 10.000 tiene cuatro ceros, luego su equivalente en decibelios será 80dB. Como tenemos el factor 2, la respuesta final será 6 dB más, es decir, 86 dB.

A continuación, calculamos la ganancia de tensión en decibelios de cada etapa de la forma siguiente:

$$A_{v_1(\text{dB})} = 20 \log 100 = 40 \text{ dB}$$

Figura 16.6 Ganancias de tensión y valor en decibelios equivalente.



$$A_{v_2(\text{dB})} = 20 \log 200 = 46 \text{ dB}$$

La Figura 16.6*b* muestra estas ganancias de tensión en decibelios. Aplicando la Ecuación (16.11), la ganancia total de tensión en decibelios es:

$$A_{v(\text{dB})} = 40 \text{ dB} + 46 \text{ dB} = 86 \text{ dB}$$

Como puede ver, sumar la ganancia de tensión en decibelios de cada etapa nos proporciona el mismo resultado que el calculado anteriormente.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.8 Repita el Ejemplo 16.8 para unas ganancias de tensión de etapa de 50 y 200.

16.4 Adaptación de impedancias

La Figura 16.7*a* muestra una etapa amplificadora con una resistencia de generador R_G, una resistencia de entrada R_{in}, una resistencia de salida R_{out} y una resistencia de car ga R_L. Hasta el momento, en la mayor parte de nuestras explicaciones hemos utilizado impedancias diferentes.

En muchos sistemas de comunicaciones (microondas, televisión y telefonía), todas las impedancias están adaptadas; es decir , $R_G = R_{\text{in}} = R_{\text{out}} = R_L$. La Figura 16.7*b* ilustra esta idea. Como se ha indicado, todas las impedancias son iguales a R. La impedancia R es de 50 Ω en los sistemas de microondas, de 75 Ω (cable coaxial) o 300 Ω (par trenzado) en sistemas de televisión y de 600 Ω en sistemas de telefonía. La adaptación de impedancias se utiliza en estos sistemas porque produce la máxima transferencia de potencia.

En la Figura 16.7*b*, la potencia de entrada es:

$$p_{\text{in}} = \frac{V_{\text{in}}^2}{R}$$

y la potencia de salida es:

$$p_{\text{out}} = \frac{V_{\text{out}}^2}{R}$$

Luego la ganancia de potencia es:

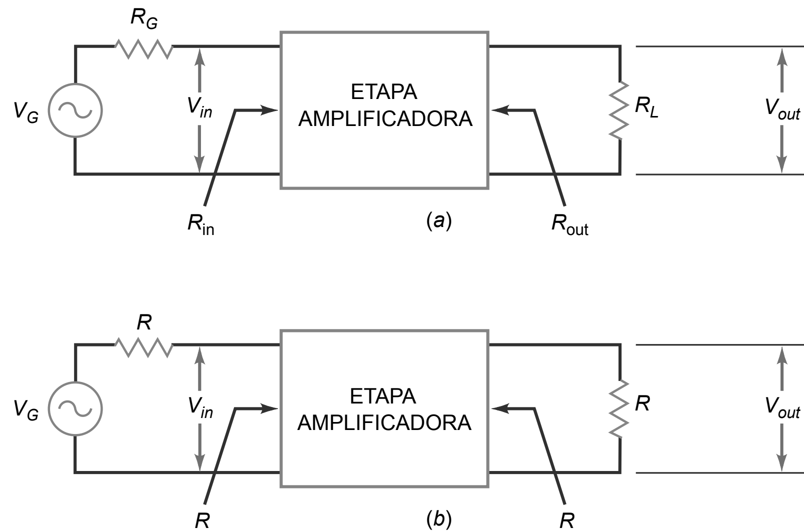
INFORMACIÓN ÚTIL

Cuando las impedancias no están adaptadas en un amplificador, la ganancia de potencia en decibelios se puede calcular con la siguiente ecuación:

$$A_{p(\text{dB})} = 20 \log A_v + 10 \log R_{\text{in}}/R_{\text{out}}$$

donde A_v representa la ganancia de tensión del amplificador, y R_{in} y R_{out} representan las resistencias de entrada y de salida, respectivamente.

Figura 16.7 Adaptación de impedancias.



$$A_p = \frac{p_{out}}{p_{in}} = \frac{V_{out}^2/R}{V_{in}^2/R} = \frac{V_{out}^2}{V_{in}^2} = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)^2$$

o

$$\mathbf{A_p = A_v^2} \qquad \textbf{(16.12)}$$

Esta expresión establece que la ganancia de potencia es igual al cuadrado de la ganancia de tensión en cualquier sistema con impedancias adaptadas.

En términos de decibelios:

$$A_{p(dB)} = 10 \log A_p = 10 \log A_v^2 = 20 \log A_v$$

o

$$\mathbf{A_{p(dB)} = A_{v(dB)}} \qquad \textbf{(16.13)}$$

Esta expresión establece que la ganancia de potencia en decibelios es igual a la ganancia de tensión en decibelios. La Ecuación (16.13) se cumple para cualquier sistema con impedancias adaptadas. Si una hoja de características especifica que la ganancia de un sistema es de 40 dB, entonces tanto la ganancia de potencia en decibelios como la ganancia de tensión en decibelios serán iguales a 40 dB.

Conversión de la ganancia en decibelios a ganancia normal

Cuando una hoja de características especifica la ganancia de potencia o la ganancia de tensión en decibelios, puede convertir esa ganancia en decibelios a ganancia normal utilizando las siguientes ecuaciones:

$$\mathbf{A_p = \text{antilog}\, \frac{A_{p(dB)}}{10}} \qquad \textbf{(16.14)}$$

y

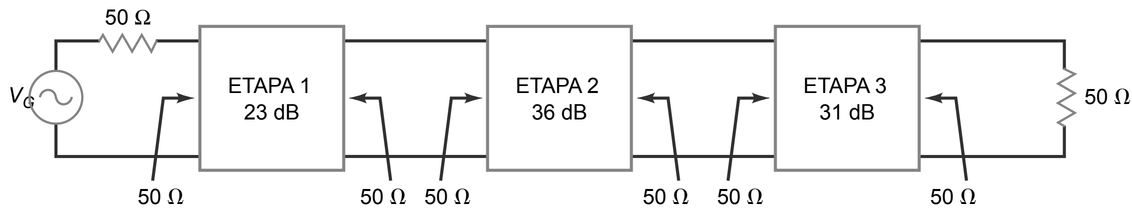
$$\mathbf{A_v = \text{antilog}\, \frac{A_{v(dB)}}{20}} \qquad \textbf{(16.15)}$$

El antilogaritmo es la función inversa del logaritmo. Estas conversiones se realizan fácilmente utilizando una calculadora científica que disponga de la función log y de la tecla de función inversa.

Ejemplo 16.9

La Figura 16.8 muestra un circuito fromado por etapas con impedancias adaptadas y resistencias $R = 50\ \Omega$. ¿Cuál es la ganancia total en decibelios? ¿Cuál es la ganancia de potencia total? ¿Y la ganancia total de tensión?

Figura 16.8 Adaptación de impedancias en un sistema de 50 Ω.



SOLUCIÓN La ganancia total de tensión en decibelios es:

$$A_{v(\text{dB})} = 23\text{ dB} + 36\text{ dB} + 31\text{ dB} = 90\text{ dB}$$

La ganancia de potencia total en decibelios es igual a 90 dB porque las etapas tienen adaptadas las impedancias. Aplicando la Ecuación (16.14), obtenemos la ganancia de potencia total:

$$A_p = \text{antilog}\,\frac{90\text{ dB}}{10} = 1.000.000.000$$

y la ganancia de tensión total es:

$$A_v = \text{antilog}\,\frac{90\text{ dB}}{20} = 31.623$$

PROBLEMA PRÁCTICO 16.9 Repita el Ejemplo 16.9 con ganancias de etapa de 10 dB, −6 dB y 26 dB.

Ejemplo 16.10

En el ejemplo anterior, ¿cuál es la ganancia de tensión normal de cada etapa?

SOLUCIÓN La primera etapa tiene una ganancia de tensión de:

$$A_{v_1} = \text{antilog}\,\frac{23\text{ dB}}{20} = 14{,}1$$

La segunda etapa tiene una ganancia de tensión de:

$$A_{v_2} = \text{antilog}\,\frac{36\text{ dB}}{20} = 63{,}1$$

La tercera etapa tiene una ganancia de tensión de:

$$A_{v_3} = \text{antilog}\,\frac{31\text{ dB}}{20} = 35{,}5$$

PROBLEMA PRÁCTICO 16.10 Repita el Ejemplo 16.10 con ganancias de etapa de 10 dB, −6 dB y 26 dB.

16.5 Decibelios respecto de una referencia

En esta sección, veremos dos formas de utilizar los decibelios.Además de aplicar los decibelios a las ganancias de potencia y de tensión, podemos utilizar los *decibelios respecto de una referencia.* Los niveles de referencia utilizados en esta sección son el milivatio y el voltio.

El milivatio como referencia

En ocasiones, los decibelios se utilizan para indicar el nivel de potencia por encima de 1 mW. En este caso, se utiliza el *dBm* en lugar del dB. La *m* al final de dBm nos recuerda que la referencia es el milivatio. La ecuación del dBm es:

$$\boldsymbol{P_{dBm} = 10 \log \frac{P}{1 \text{ mW}}} \quad (16.16)$$

donde P_{dBm} es la potencia expresada en dBm. Por ejemplo, si la potencia es de 2 W, entonces:

$$P_{dBm} = 10 \log \frac{2 \text{ W}}{1 \text{ mW}} = 10 \log 2000 = 33 \text{ dBm}$$

El dBm constituye una forma de comparar la potencia con 1mW. Si una hoja de características especifica que la salida de un amplificador de potencia es de 33 dBm, quiere decir que la potencia de salida es de 2 W. La Tabla 16.4 muestra algunos valores en dBm.

Puede convertir cualquier valor en dBm en su potencia equivalente utilizando la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{P = \text{antilog} \frac{P_{dBm}}{10}} \quad (16.17)$$

donde P es la potencia en milivatios.

INFORMACIÓN ÚTIL

Los sistemas de comunicación de audio que tienen resistencias de entrada y de salida de 600 Ω utilizan el dBm para indicar la salida de potencia real de un amplificador, un atenuador o un sistema completo.

El voltio como referencia

Los decibelios también se pueden utilizar para indicar el nivel de tensión por encima de 1 V. En este caso, se utiliza el *dBV*. La ecuación del dBV es:

$$V_{dBV} = 20 \log \frac{V}{1 \text{ V}}$$

Dado que el denominador es igual a 1, podemos simplificar la ecuación como sigue:

$$\boldsymbol{V_{dBV} = 20 \log V} \quad (16.18)$$

donde V es adimensional. Por ejemplo, si la tensión es de 25 V, entonces:

$$V_{dBV} = 20 \log 25 = 28 \text{ dBV}$$

INFORMACIÓN ÚTIL

La unidad milivoltio de decibelio (dBmV, decibel millivolt) se utiliza frecuentemente en los sistemas de televisión por cable para medir la intensidad de la señal. En este sistema, una señal de 1 mV en una resistencia de 75 Ω es el nivel de referencia que corresponde a 0 dB. El dBmV se utiliza para indicar la tensión de salida real de un amplificador, un atenuador o un sistema completo.

El dBV es una forma de comparar la tensión con 1 V. Si una hoja de características especifica que la salida de un amplificador de tensión es de 28 dBV, quiere decir que la tensión de salida es de 25 V. Si el nivel de salida o sensibilidad de un micrófono se especifica como −40 dBV, su tensión de salida es de 10 mV. La Tabla 16.5 muestra algunos valores en dBV.

Tabla 16.4 Potencia en dBm

Potencia	P_{dBm}
1 μW	−30
10 μW	−20
100 μW	−10
1 mW	0
10 mW	10
100 mW	20
1 W	30

Tabla 16.5 Tensión en dBV

Tensión	V_{dBV}
10 μV	−100
100 μV	−80
1 mV	−60
10 mV	−40
100 mV	−20
1 V	0
10 V	+20
100 V	+40

Ejemplo 16.11

Una hoja de características especifica que la salida de un amplificador es de 24 dBm. ¿Cuál es la potencia de salida?

SOLUCIÓN Utilizando una calculadora y la Ecuación (16.17):

$$P = \text{antilog}\,\frac{24\ \text{dBm}}{10} = 251\ \text{mW}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 16.11 ¿Cuál es la potencia de salida de un amplificador con 50 dBm?

Ejemplo 16.12

Si una hoja de características especifica que la salida de un amplificador es de −34 dBV, ¿cuál es la tensión de salida?

SOLUCIÓN Utilizando la Ecuación (16.18):

$$V = \text{antilog}\,\frac{-34\ \text{dBV}}{20} = 20\ \text{mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 16.12 Dado un micrófono de −54,5 dBV, ¿cuál es la tensión de salida?

Puede convertir cualquier valor en dBV en su tensión equivalente utilizando la siguiente ecuación:

$$\mathbf{V = antilog\,\frac{V_{dBV}}{20}} \qquad \textbf{(16.19)}$$

donde V es la tensión en voltios.

16.6 Diagramas de Bode

La Figura 16.9 muestra la respuesta en frecuencia de un amplificador de alterna. Aunque contiene cierta información tal como la ganancia de tensión para la banda media de frecuencias y las frecuencias de corte, es una imagen incompleta del comportamiento de amplificador y es aquí donde entra el **diagrama de Bode**. Puesto que este tipo de gráfica utiliza los decibelios, puede proporcionarnos información acerca de la respuesta del amplificador fuera de la banda media.

Octavas

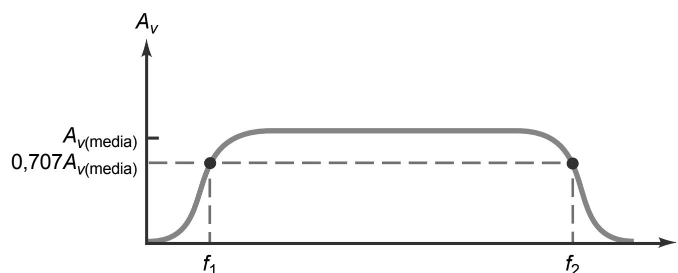
Al MI central del teclado de un piano le corresponde una frecuencia de 256 Hz. El MI de la siguiente octava por arriba tiene una frecuencia de 512 Hz. El MI de la siguiente octava más alta tiene una frecuencia de 1024 Hz, etc. En música, la palabra *octava* hace referencia a duplicar el valor de la frecuencia. Cada vez que se sube una octava, se duplica la frecuencia.

En electrónica, la octava tiene un significado similar para relaciones del tipo f_1/f y f/f_2. Por ejemplo, si $f_1 =$ 100 Hz y $f =$ 50 Hz, la relación f_1/f será:

$$\frac{f_1}{f} = \frac{100\ \text{Hz}}{50\ \text{Hz}} = 2$$

Podemos describir esto diciendo que f está una octava por debajo de f_1. Veamos otro ejemplo, supongamos que $f =$ 400 kHz y $f_2 =$ 200 kHz. Entonces:

Figura 16.9 Respuesta en frecuencia de un amplificador de alterna.



$$\frac{f}{f_2} = \frac{400 \text{ kHz}}{200 \text{ kHz}} = 2$$

Lo que significa que f está una octava por encima de f_2.

Décadas

Una *década* tiene un significado similar para las relaciones como f_1/f y f/f_2, excepto en que se utiliza un factor de 10 en lugar de un factor de 2. Por ejemplo, si $f_1 = 500$ Hz y $f = 50$ Hz, la relación f_1/f es:

$$\frac{f_1}{f} = \frac{500 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 10$$

Podemos describir esto especificando que f está una década por debajo de f_1. Por ejemplo, supongamos que $f =$ 2 MHz y $f_2 = 200$ kHz. Entonces:

$$\frac{f}{f_2} = \frac{2 \text{ MHz}}{200 \text{ kHz}} = 10$$

Esto significa que f está una década por encima de f_2.

Escalas lineal y logarítmica

El papel para gráficas normal utiliza una *escala lineal* en ambos ejes, lo que significa que los espacios entre los números son iguales para todos los números, como se muestra en la Figura 16.10*a*. Con una escala lineal, se empieza en 0 y se continúa con pasos uniformes hasta los números más grandes.Todas las gráficos vistas hasta el momento han utilizado escalas lineales.

Algunas veces, es preferible emplear una **escala logarítmica** porque comprime los valores muy grandes y permite ver muchas más décadas. La Figura 16.10*b* muestra una escala logarítmica. Observe que la numeración comienza en 1. El espacio entre 1 y 2 es mucho mayor que el espacio entre 9 y 10. Comprimiendo la escala de forma logarítmica como se muestra, podemos aprovechar algunas de las propiedades de los logaritmos y de los decibelios.

Hay disponible tanto papel para gráficas normales como para semilogarítmicas. El papel para gráficas semilogarítmicas tiene una escala lineal en el eje vertical y una escala logarítmica para el eje horizontal. La gente emplea el papel semilogarítmico cuando desea representar una magnitud como la ganancia de tensión a lo largo de muchas décadas de frecuencia.

Gráfica de la ganancia de tensión en decibelios

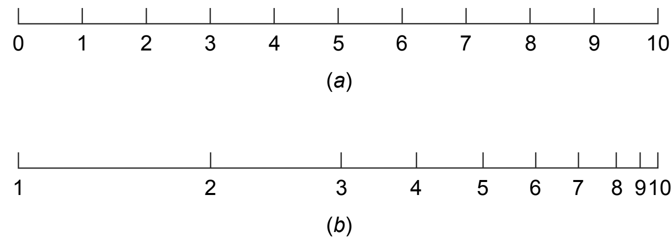
La Figura 16.11*a* muestra la respuesta en frecuencia de un amplificador de alterna típico. La gráfica es la de la Figura 16.9, pero en esta ocasión vemos la ganancia de tensión en decibelios en función de la frecuencia, como se representaría en un papel semilogarítmico. Una gráfica de este tipo se denomina *diagrama de Bode.* El eje vertical utiliza una escala lineal y el eje horizontal utiliza una escala logarítmica.

Como se muestra, la ganancia de tensión en decibelios es máxima en la banda media. En cada una de las frecuencias de corte, la

INFORMACIÓN ÚTIL

La principal ventaja de utilizar un espaciado logarítmico es que se puede mostrar un rango mayor de valores en un diagrama sin perder resolución en los valores más pequeños.

Figura 16.10 Escalas lineal y logarítmica.



ganancia de tensión en decibelios disminuye ligeramente a partir del valor máximo. Por debajo de f_1, la ganancia de tensión en decibelios decrece 20 dB por década. Por encima de f_2, la ganancia de tensión en decibelios decrece 20 dB por década. Este decrecimiento de 20 dB por década se produce en un amplificador en el que hay un condensador dominante que da lugar a la frecuencia de corte inferior y un condensador de desacoplo dominante que produce la frecuencia de corte superior, como se ha explicado en la Sección 16.1.

En las frecuencias de corte, f_1 y f_2, la ganancia de tensión es 0,707 veces el valor de la banda media. En términos de decibelios:

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 0{,}707 = -3 \text{ dB}$$

Vamos a describir la respuesta en frecuencia de la Figura 16.1*a*: en la banda media, la ganancia de tensión es máxima. Entre la banda media de frecuencias y cada una de las frecuencias de corte, la ganancia de tensión decrece gradualmente hasta los 3 dB a la frecuencia de corte. Después, la ganancia de tensión decrece con una pendiente de 20 dB por década.

Diagrama de Bode ideal

La Figura 16.11*b* muestra la respuesta en frecuencia en su forma *ideal* o asintótica. Muchas personas prefieren utilizar el diagrama de Bode ideal porque es fácil de dibujar y proporciona aproximadamente la misma información. Cualquiera que vea esta gráfica sabe que la ganancia de tensión en decibelios está 3 dB por debajo en las frecuencias de corte. El diagrama de Bode ideal contiene toda la información original cuando esta corrección de 3 dB se incluye mentalmente.

Los diagramas de Bode ideales son aproximaciones que nos permiten dibujar la respuesta en frecuencia de un amplificador rápida y fácilmente. Permiten concentrarse en los aspectos más importantes en lugar de caer en los

Figura 16.11 (*a*) Diagrama de Bode. (*b*) Diagrama de Bode ideal.

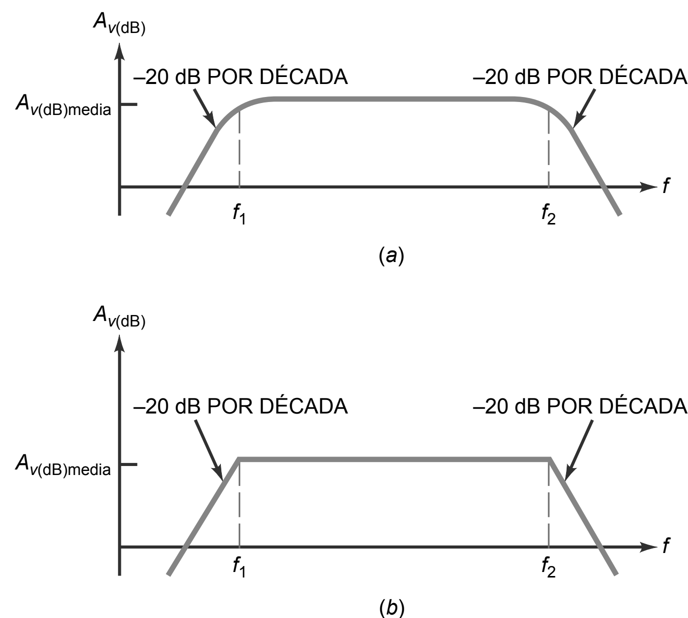
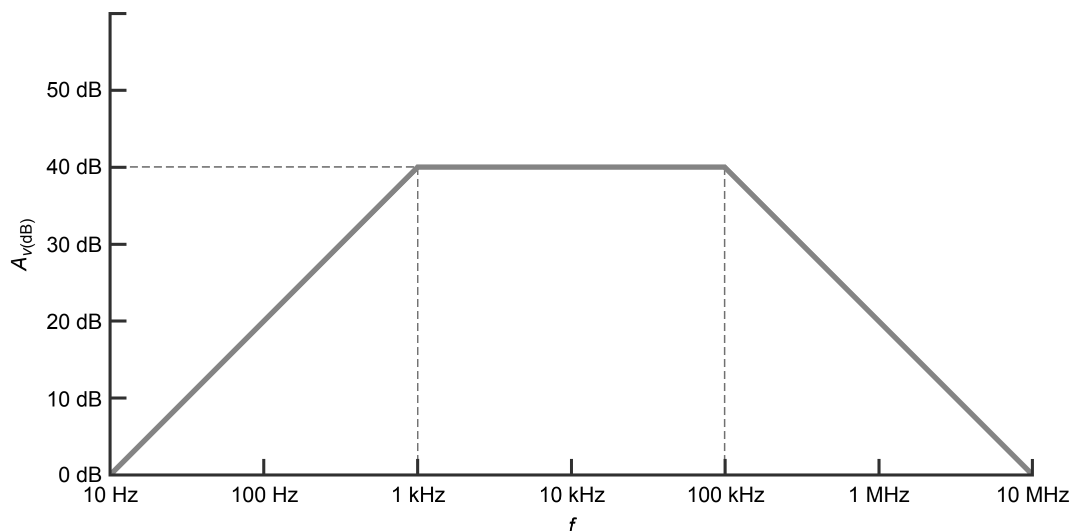


Figura 16.12 Diagrama de Bode ideal de un amplificador de alterna.



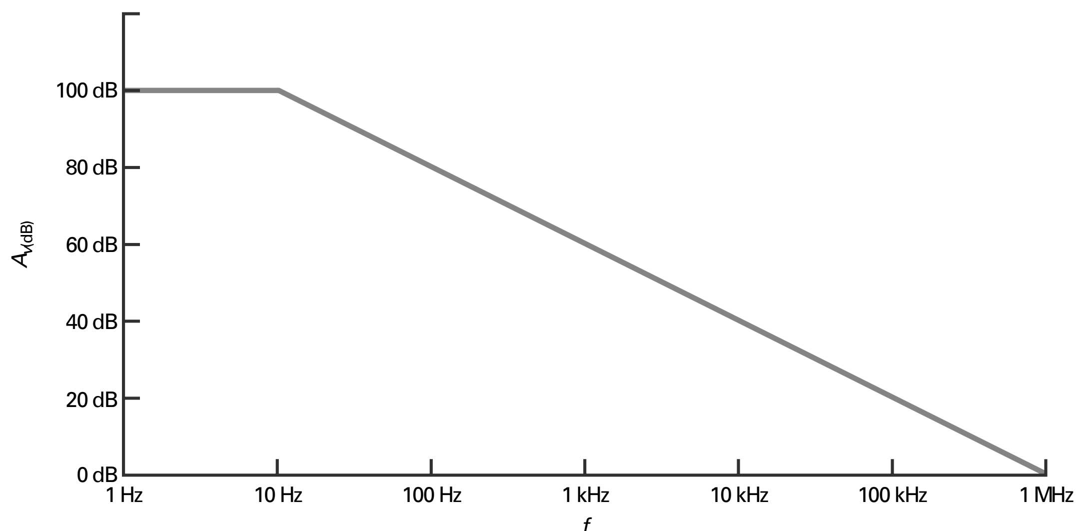
detalles de los cálculos exactos. Por ejemplo, un diagrama de Bode ideal como el mostrado en la Figura 16.12 nos proporciona un resumen visual rápido de la respuesta en frecuencia de un amplificador. Podemos ver la ganancia de tensión en las frecuencias medias (40 dB), las frecuencias de corte (1 kHz y 100 kHz) y las pendientes (20 dB por década). Observe también que la ganancia en tensión es igual a 0 dB (la unidad, o 1) en f = 10 Hz y f = 10 MHz. Las gráficas ideales como éstas son muy populares en la industria.

Ocasionalmente, muchos técnicos e ingenieros utilizan el término *frecuencia de codo* en lugar de *frecuencia de corte.* Esto se debe a que el diagrama de Bode ideal presenta un codo abrupto en cada una de las frecuencias de corte. Otro término que también se emplea a menudo es *frecuencia de quiebro,* porque la gráfica se quiebra en las frecuencias de corte y luego decrece con una pendiente de 20 dB por década.

Ejemplo 16.13

La hoja de características de un amplificador operacional 741C especifica que este dispositivo tiene una ganancia de tensión en la banda media de 100.000, una frecuencia de corte de 10 Hz y una pendiente de 20 dB por década. Dibuje el diagrama de Bode ideal. ¿Cuál es la ganancia de tensión normal a 1 MHz?

Figura 16.13 Diagrama de Bode ideal de un amplificador de continua.



SOLUCIÓN Como se ha dicho en la Sección 16.1, los amplificadores operacionales son amplificadores de continua, por lo que sólo tienen una frecuencia de corte superior. Para un 741C, $f_2 = 10$ Hz. La ganancia de tensión en la banda media de frecuencias en decibelios es:

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 100.000 = 100 \text{ dB}$$

El diagrama de Bode ideal tiene una ganancia de tensión en la banda media de 100 dB hasta los 10 Hz. Luego, decrece con una pendiente de 20 dB por década.

La Figura 16.13 muestra el diagrama de Bode ideal. Después de quebrarse a 10 Hz, la respuesta disminuye con una pendiente de 20 dB por década hasta que se hace igual a 0 dB en 1 MHz. A esta frecuencia, la tensión normal es igual a la unidad (1). A menudo, las hojas de características especifican la **frecuencia de ganancia unidad** (f_{unidad}) porque nos informa de manera inmediata de la limitación de frecuencia del amplificador operacional. El dispositivo puede proporcionar una ganancia de tensión hasta la frecuencia de ganancia unidad, pero no por encima de ella.

16.7 Más sobre los diagramas de Bode

Los diagramas de Bode ideales son aproximaciones útiles en los análisis preliminares. Pero a veces, se necesitan respuestas más precisas. Por ejemplo, la ganancia de tensión de un amplificador operacional decrece gradualmente entre la banda media y la frecuencia de corte. Veamos en detalle esta transición.

Entre las frecuencias medias y la frecuencia de corte

En la Sección 16.1, hemos definido la siguiente ecuación para la ganancia de tensión de un amplificador para frecuencias superiores a las frecuencias medias:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(f/f_2)^2}} \tag{16.20}$$

Con esta ecuación podemos calcular la ganancia de tensión en la región de transición entre la banda media de frecuencias y la frecuencia de corte. Por ejemplo, he aquí los cálculos para $f/f_2 = 0{,}1$; 0,2 y 0,3:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(0{,}1)^2}} = 0{,}995\, A_{v(\text{media})}$$

$$A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(0{,}2)^2}} = 0{,}981\, A_{v(\text{media})}$$

$$A_v = \frac{A_{v(\text{media})}}{\sqrt{1+(0{,}3)^2}} = 0{,}958\, A_{v(\text{media})}$$

Siguiendo este método podemos calcular los restantes valores incluidos en la Tabla 16.6.

La Tabla 16.6 incluye los valores en decibelios para $A_v/A_{v(\text{media})}$. Las entradas en decibelios se calculan de la forma siguiente:

$$(A_v/A_{v(\text{media})})_{\text{dB}} = 20 \log 0{,}995 = -0{,}04 \text{ dB}$$

$$(A_v/A_{v(\text{media})})_{\text{dB}} = 20 \log 0{,}981 = -0{,}17 \text{ dB}$$

$$(A_v/A_{v(\text{media})})_{\text{dB}} = 20 \log 0{,}958 = -0{,}37 \text{ dB}$$

etc. Rara vez necesitaremos los valores de la Tabla 16.6; pero, ocasionalmente, tendremos que recurrir a esta tabla para obtener un valor más preciso de la ganancia de tensión en la región comprendida entre la banda media de frecuencias y la frecuencia de corte.

Tabla 16.6 Entre la banda media de frecuencias y la frecuencia de corte

f/f_2	$A_v/A_{v(\text{media})}$	$A_v/A_{v(\text{media})\text{dB}}$, dB
0,1	0,995	−0,04
0,2	0,981	−0,17
0,3	0,958	−0,37
0,4	0,928	−0,65
0,5	0,894	−0,97
0,6	0,857	−1,3
0,7	0,819	−1,7
0,8	0,781	−2,2
0,9	0,743	−2,6
1	0,707	−3

Circuito de retardo

La mayoría de los amplificadores operacionales incluyen un circuito de retardo *RC* que hace que la ganancia de tensión decrezca con una pendiente de 20 dB por década, lo que impide las *oscilaciones,* señales no deseadas que pueden aparecer bajo determinadas condiciones. En capítulos posteriores trataremos las oscilaciones y veremos cómo un circuito interno de retardo de un amplificador operacional evita la aparición de estas señales indeseadas.

La Figura 16.14 muestra un circuito con un condensador de desacoplo. Como se ha visto en la Sección 9.2, *R* representa la resistencia de Thevenin que ve el condensador. A menudo, este circuito se denomina **circuito de retardo** porque la tensión de salida está retrasada respecto de la entrada a altas frecuencias. Dicho de otra manera: si la tensión de entrada tiene un ángulo de fase de 0°, la tensión de salida tiene un ángulo de fase comprendido entre 0° y −90°.

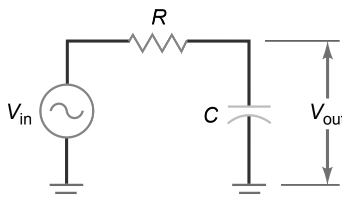
A bajas frecuencias, la reactancia capacitiva se aproxima a infinito y la tensión de salida es igual a la tensión de entrada. A medida que la frecuencia aumenta, la reactancia capacitiva disminuye, disminuyendo también la tensión de salida. Recuerde de los cursos básicos de electricidad que la tensión de salida de este circuito es:

$$V_{\text{out}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} V_{\text{in}}$$

Reordenando la ecuación anterior, la ganancia de tensión de la Figura 16.14 es:

$$\boldsymbol{A_v = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}} \qquad \textbf{(16.21)}$$

Figura 16.14 Circuito de desacoplo *RC*.



Puesto que el circuito sólo contiene dispositivos pasivos, la ganancia de tensión siempre es menor o igual a 1.

La frecuencia de corte de un circuito de retardo es aquella frecuencia para la que la ganancia de tensión es igual a 0,707. La ecuación para la frecuencia de corte es:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{16.22}$$

A esta frecuencia, $X_C = R$ y la ganancia de tensión es 0,707.

Diagrama de Bode de la ganancia de tensión

Sustituyendo $X_C = 1/2\pi fC$ en la Ecuación (16.21) y reordenando podemos derivar la siguiente ecuación:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_2)^2}} \tag{16.23}$$

Esta ecuación es similar a la Ecuación (16.20), donde $A_{v(\text{media})}$ es igual a 1. Por ejemplo, cuando $f/f_2 = 0{,}1$; 0,2 y 0,3, obtenemos:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(0{,}1)^2}} = 0{,}995$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(0{,}2)^2}} = 0{,}981$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(0{,}3)^2}} = 0{,}958$$

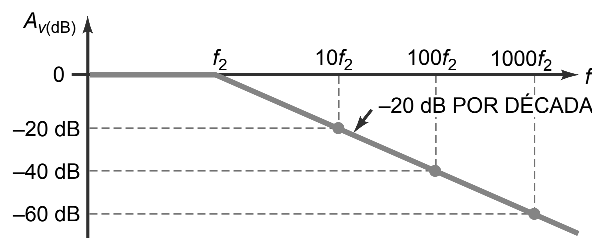
Siguiendo con este método y pasando a decibelios se obtienen los valores enumerados en la Tabla 16.7.

La Figura 16.15 muestra el diagrama de Bode ideal de un circuito de retardo. En las frecuencias medias, la ganancia de tensión en decibelios es igual a 0 dB. La respuesta se quiebra en f_2 y luego decrece con una pendiente de 20 dB por década.

Tabla 16.7 Respuesta de un circuito de retardo

f/f_2	A_v	$A_{v(\text{dB})}$, dB
0,1	0,995	−0,04
1	0,707	−3
10	0,1	−20
100	0,01	−40
1000	0,001	−60

Figura 16.15 Diagrama de Bode ideal de un circuito de retardo.



6 dB por octava

Por encima de la frecuencia de corte, la ganancia de tensión en decibelios de un circuito de retardo disminuye con una pendiente de 20 dB por década. Esto es equivalente a 6 dB por octava, lo que puede demostrarse fácilmente como sigue: cuando f/f_2 = 10, 20 y 40, la ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(10)^2}} = 0{,}1$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(20)^2}} = 0{,}05$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1+(40)^2}} = 0{,}025$$

Las correspondientes ganancias de tensión en decibelios son:

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 0{,}1 = -20 \text{ dB}$$

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 0{,}05 = -26 \text{ dB}$$

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 0{,}025 = -32 \text{ dB}$$

En otras palabras, podemos escribir la respuesta en frecuencia de un circuito de retardo por encima de la frecuencia de corte de dos maneras: podemos decir que la ganancia de tensión en decibelios decrece con una pendiente de 20 dB por década, o podemos decir que decrece con una pendiente de 6 dB por octava.

Ángulo de fase

La carga y la descarga de un condensador produce un retardo en la tensión de salida de un circuito de desacoplo *RC*. Es decir, la tensión de salida está retrasada respecto a la tensión de entrada un ángulo de fase ϕ. La Figura 16.16 muestra cómo varía ϕ con la frecuencia. A cero hercios (0 Hz), el ángulo de fase es 0°. A medida que la frecuencia aumenta, el ángulo de fase de la tensión de salida cambia gradualmente desde 0 a −90°. A frecuencias muy altas, $\phi = -90°$.

Si fuera necesario, podemos calcular el ángulo de fase aplicando la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{\phi = -\arctan \frac{R}{X_C}} \qquad \textbf{(16.24)}$$

Sustituyendo $X_C = 1/2\pi fC$ en la Ecuación (16.24) y reordenando se obtiene la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{\phi = -\arctan \frac{f}{f_2}} \qquad \textbf{(16.25)}$$

Si disponemos de una calculadora que tenga la función tangente y la tecla de función inversa, podemos calcular fácilmente el ángulo de fase para cualquier valor de f/f_2. La Tabla 16.8 muestra algunos valores de ϕ. Por ejemplo, cuando f/f_2 = 0,1; 1 y 10, los ángulos de fase son:

$$\phi = -\arctan 0.1 = -5{,}71°$$

$$\phi = -\arctan 1 = -45°$$

$$\phi = -\arctan 10 = -84{,}3°$$

Diagrama de Bode del ángulo de fase

La Figura 16.17 muestra cómo varía el ángulo de fase de un circuito de retardo con la frecuencia. A frecuencias muy bajas, el ángulo de fase es cero. Cuando $f = 0{,}1f_2$, el ángulo de fase es aproximadamente −6°. Cuando $f = f_2$, el ángulo de fase es igual a −45°. Cuando $f = 10f_2$, el ángulo de fase es aproximadamente −84°. Además, incrementos de frecuencia producen variaciones pequeñas porque el valor límite es −90°. Como puede verse, el ángulo de fase de un circuito de retardo está comprendido entre 0 y −90°.

Tabla 16.8 Respuesta de un circuito de retardo	
f/f_2	ϕ
0,1	−5,71°
1	−45°
10	−84,3°
100	−89,4°
1000	−89,9°

Figura 16.16 Diagrama de fasores de un circuito de retardo.

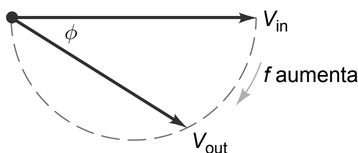
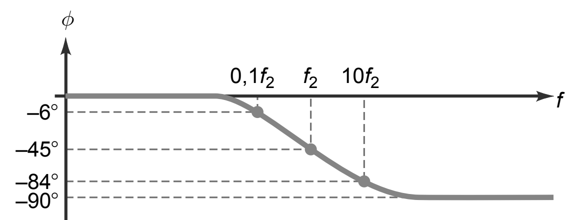
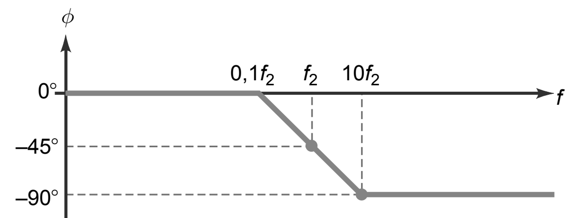


Figura 16.17 Diagramas de Bode del ángulo de fase.



(*a*)



(*b*)

Una gráfica como la de la Figura 16.17*a* es un diagrama de Bode del ángulo de fase. Saber que el ángulo de fase es de −6° en $0,1f_2$ y de 84° en $10f_2$ no tiene mucho valor excepto para indicar cómo está de próximo el ángulo de fase a su valor límite. El diagrama de Bode ideal de la Figura 16.17*b* resulta útil en los análisis preliminares. Las ideas que debe recordar son éstas:

1. Cuando $f = 0,1f_2$, el ángulo de fase es aproximadamente cero.
2. Cuando $f = f_2$, el ángulo de fase es de −45°.
3. Cuando $f = 10f_2$, el ángulo de fase es aproximadamente −90°.

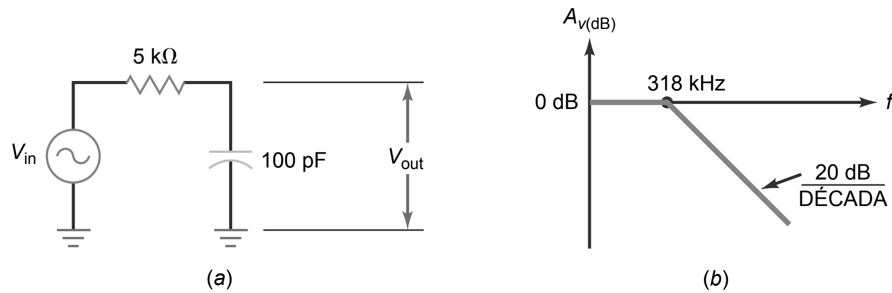
Otra forma de resumir lo que representa el diagrama de Bode del ángulo de fase es la siguiente: en la frecuencia de corte, el ángulo de fase es igual a −45°. Una década por debajo de la frecuencia de corte, el ángulo de fase es aproximadamente 0°. Una década por encima de la frecuencia de corte, el ángulo de fase es aproximadamente −90°.

Ejemplo 16.14

Dibujar el diagrama de Bode ideal para el circuito de retardo de la Figura 16.18*a*.

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (16.22), podemos calcular la frecuencia de corte.

Figura 16.18 Circuito de retardo y su diagrama de Bode.



$$f_2 = \frac{1}{2\pi(5\ \text{k}\Omega)(100\ \text{pF})} = 318\ \text{kHz}$$

La Figura 16.18*b* muestra el diagrama de Bode ideal. La ganancia de tensión es de 0dB a bajas frecuencias. La respuesta en frecuencia se quiebra en 318 kHz y luego decrece con una pendiente de 20 dB/década.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.14 En la Figura 16.18 cambie el valor de R a 10 kΩ y calcule la frecuencia de corte.

Ejemplo 16.15

El amplificador de continua de la Figura 16.19 *a* tiene una ganancia de tensión en la banda de las frecuencias medias de 100. Si la resistencia de Thevenin que ve el condensador de acoplo vale 2 kΩ, ¿Cuál será el diagrama de Bode ideal? Ignore todas las capacidades internas de la etapa amplificadora.

SOLUCIÓN La resistencia de Thevenin y el condensador de desacoplo forman un circuito de retardo con una frecuencia de corte de:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(2\ \text{k}\Omega)(500\ \text{pF})} = 159\ \text{kHz}$$

El amplificador tiene una ganancia de tensión en la banda de frecuencias medias de 100, lo que es equivalente a 40 dB.

La Figura 16.19*b* muestra el diagrama de Bode ideal. La ganancia de tensión en decibelios es de 40 dB desde cero hasta la frecuencia de corte de 159 kHz. La respuesta después decrece con una pendiente de 20 dB por década hasta que alcanza la frecuencia f_{unidad} de 15,9 MHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.15 Repita el Ejemplo 16.15 utilizando una resistencia de Thevenin de 1 kΩ.

Ejemplo 16.16

Suponga que la etapa amplificadora del circuito de la Figura 16.19*a* tiene un circuito de retardo interno con una frecuencia de corte de 1,59 MHz. ¿Qué efecto tendrá esto en el diagrama de Bode ideal?

Figura 16.19 (*a*) Amplificador de continua y condensador de desacoplo.

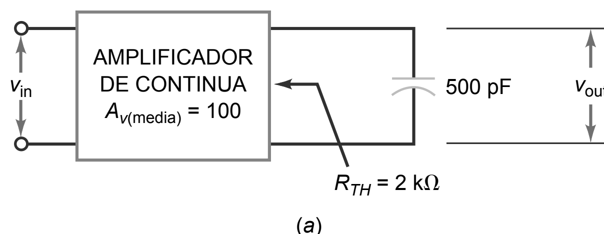
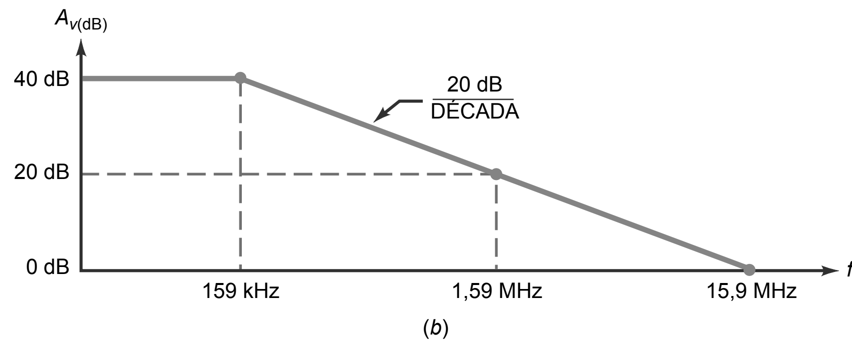
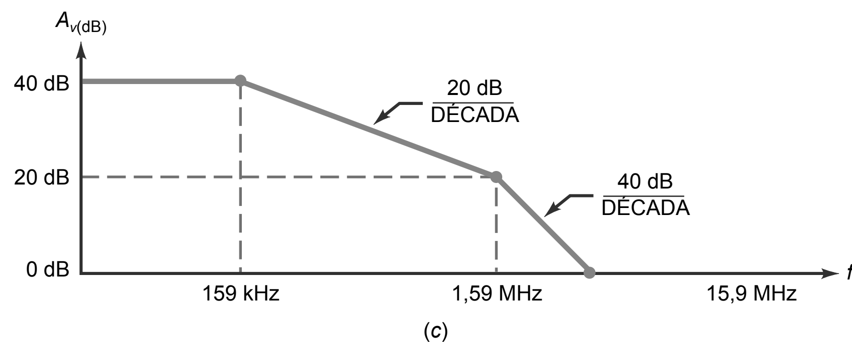


Figura 16.19 (Continuación) (*b*) Diagrama de Bode ideal. (*c*) Diagrama de Bode con una segunda frecuencia de corte.





SOLUCIÓN La Figura 16.19*c* muestra la respuesta en frecuencia. La respuesta se quiebra en 159 kHz, la frecuencia de corte producida por el condensador externo de 500 pF. La ganancia de tensión decrece con una pendiente de 20 dB por década hasta la frecuencia de 1,59 MHz. En este punto, la gráfica vuelve a quebrarse porque ésta es la frecuencia de corte del circuito de retardo interno. La ganancia continuando decreciendo con una pendiente de 40 dB por década.

16.8 El efecto Miller

La Figura 16.20*a* muestra un **amplificador inversor** con una ganancia de tensión A_v. Recuerde que un amplificador inversor produce una tensión de salida que está desfasada 180° respecto de la tensión de entrada.

Condensador de realimentación

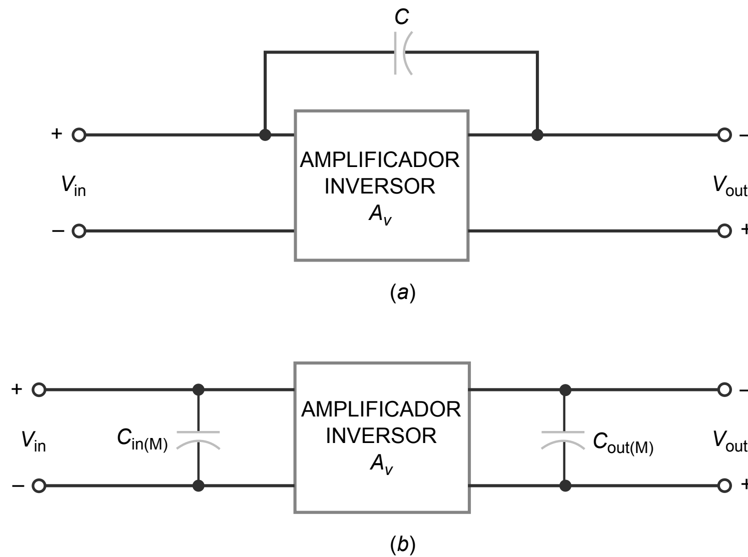
En la Figura 16.20 *a*, el condensador entre los terminales de entrada y de salida se denomina **condensador de realimentación** porque la señal de salida amplificada se realimenta a la entrada. Un circuito como éste es difícil de analizar porque el condensador de realimentación afecta simultáneamente a los circuitos de entrada y de salida.

Conversión del condensador de realimentación

Afortunadamente, existe un atajo: el *teorema de Miller* que convierte el condensador en dos condensadores separados, como se muestra en la Figura 16.20*b*. Es más fácil trabajar con este circuito equivalente porque el condensador de realimentación se ha dividido en dos nuevas capacidades: $C_{in(M)}$ y $C_{out(M)}$. Aplicando álgebra compleja, es posible derivar las siguientes ecuaciones:

$$C_{in(M)} = C(A_v + 1) \quad (16.26)$$

Figura 16.20 (*a*) Amplificador inversor. (*b*) El efecto Miller da lugar a un condensador de entrada grande.

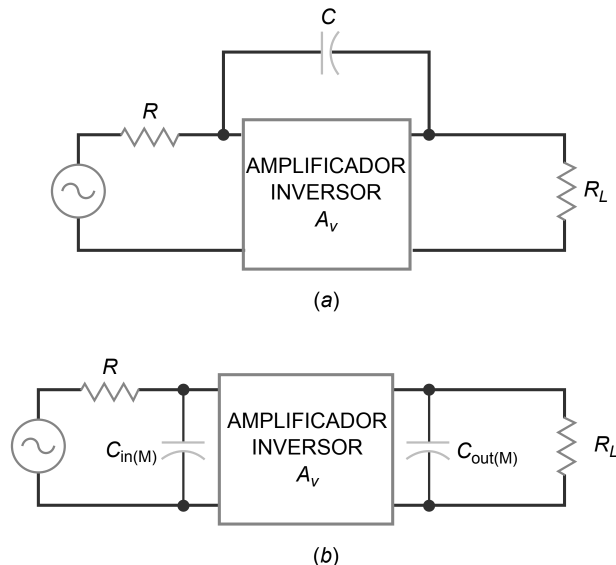


$$C_{out(M)} = C\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) \tag{16.27}$$

El teorema de Miller convierte el condensador de realimentación en dos condensadores equivalentes, uno en el lado de la entrada y otro en el lado de la salida. De este modo, un problema grande se convierte en dos problemas sencillos. Las Ecuaciones (16.26) y (16.27) son válidas para cualquier amplificador inversor, como por ejemplo un amplificador en emisor común, un amplificador en emisor común con resistencia de emisor sin desacoplar o un amplificador operacional inversor. En estas ecuaciones, A_v es la ganancia de tensión en la banda media de frecuencias.

Normalmente, A_v es mucho mayor que 1, y $C_{out(M)}$ es aproximadamente igual a la capacidad de realimentación. Lo más sorprendente del teorema de Miller es el efecto que tiene sobre la capacidad de entrada $C_{in(M)}$. Es como si la capacidad de realimentación hubiese sido amplificada para obtener una nueva capacidad que es $A_v + 1$ veces mayor. Este fenómeno, conocido como **efecto Miller,** tiene útiles aplicaciones porque crea condensadores artificiales o virtuales que son mucho más grandes que el condensador de realimentación.

Figura 16.21 El efecto Miller produce un circuito de retardo a la entrada.



Compensación de un amplificador operacional

Como se ha explicado en la Sección 16.7, la mayor parte de los amplificadores operacionales están *compensados internamente,* lo que significa que incluyen un condensador de desacoplo dominante que hace que la ganancia de tensión decrezca con una pendiente de 20 dB por década. El efecto Miller se utiliza para producir este condensador de desacoplo dominante.

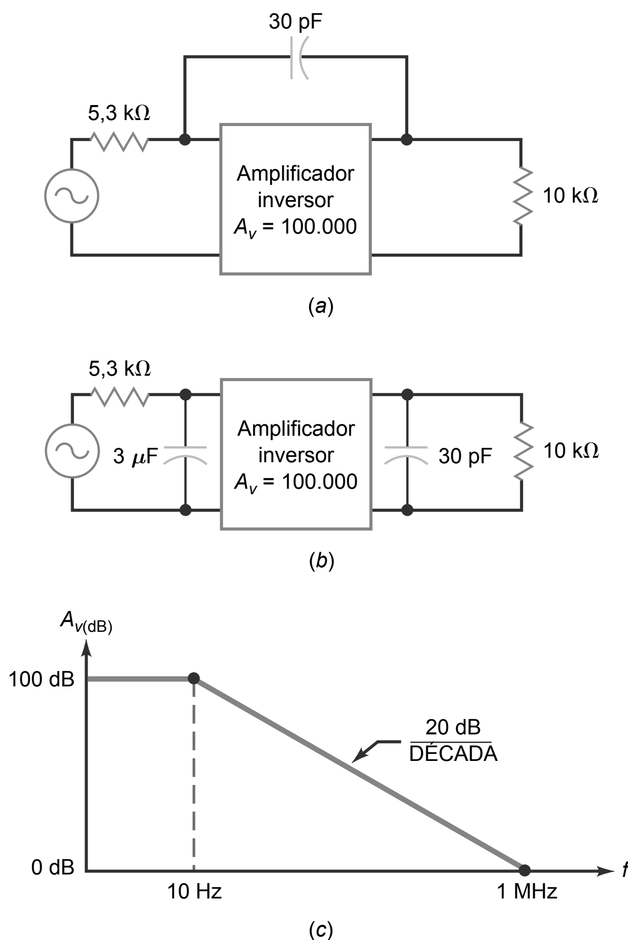
La idea básica es la siguiente: una de las etapas amplificadoras del amplificador operacional tiene un condensador de realimentación, como se muestra en la Figura 16.21*a*. Aplicando el teorema de Miller, podemos convertir este condensador de realimentación en dos condensadores equivalentes, como se ilustra en la Figura 16.21*b*. Ahora, existen dos circuitos de retardo, uno en el lado de la entrada y otro en el lado de la salida. Debido al efecto Miller, el condensador de desacoplo en el lado de la entrada es mucho más grande que el condensador de desacoplo del lado de la salida. Como resultado, el circuito de retardo de entrada es dominante, es decir, determina la frecuencia de corte de la etapa. El condensador de desacoplo de salida normalmente no tiene ningún efecto hasta que la frecuencia de entrada es varias décadas más alta.

En un amplificador operacional típico, el circuito de retardo de entrada de la Figura 16.21*b* produce una frecuencia de corte dominante. La ganancia de tensión quiebra en esta frecuencia de corte y decrece con una pendiente de 20 dB por década hasta que la frecuencia de entrada alcanza la frecuencia de ganancia unidad.

Ejemplo 16.17

El amplificador de la Figura 16.22*a* tiene una ganancia de tensión de 100.000. Dibuje el diagrama de Bode ideal.

Figura 16.22 Amplificador con condensador de realimentación y su diagrama de Bode.



SOLUCIÓN Empezamos convirtiendo el condensador de realimentación en sus componentes de Miller. Dado que la ganancia de tensión es mucho mayor que 1:

$$C_{in(M)} = 100.000(30 \text{ pF}) = 3 \ \mu\text{F}$$

$$C_{out(M)} = 30 \text{ pF}$$

La Figura 16.22*b* muestra las capacidades de Miller de entrada y de salida. El circuito de retardo dominante en el lado de la entrada tiene una frecuencia de corte de:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(5{,}3 \text{ k}\Omega)(3 \ \mu\text{F})} = 10 \text{ Hz}$$

Puesto que la ganancia de tensión de 100.000 es equivalente a 100 dB, podemos dibujar el diagrama de Bode ideal mostrado en la Figura 16.22*c*.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.17 Utilizando la Figura 16.22 *a*, determine $C_{in(M)}$ y $C_{out(M)}$ si la ganancia de tensión es 10.000.

16.9 Relación tiempo de subida-ancho de banda

Probar un amplificador con una onda sinusoidal consiste en utilizar una tensión de entrada sinusoidal y medir la tensión de salida sinusoidal. Para hallar la frecuencia de corte superior, tenemos que variar la frecuencia de entrada hasta que la ganancia de tensión caiga 3 dB respecto del valor en la banda media de frecuencias. Utilizar una onda sinusoidal es una manera de probar un amplificador, pero existe otra forma más rápida y sencilla que consiste en emplear una onda cuadrada en lugar de una sinuosoide.

Tiempo de subida

En el circuito de la Figura 16.23*a*, inicialmente, el condensador no está cargado. Si cerramos el interruptor, la tensión en el condensador aumentará exponencialmente hasta la tensión de alimentación *V*. El **tiempo de subida T_R** es el tiempo que tarda la tensión del condensador de pasar de 0,1 *V* (denominado *punto del 10 por ciento*) a 0,9*V* (denominado *punto del 90 por ciento*). Si la forma de onda exponencial tarda 10 μs de pasar del punto del 10 por ciento al punto del 90 por ciento, la forma de onda tiene un tiempo de subida de:

$$T_R = 10 \ \mu\text{s}$$

En lugar de utilizar un interruptor para aplicar el escalón de tensión, podemos emplear un generador de ondas cuadradas. Por ejemplo, la Figura 16.23 *b* muestra el flanco de subida de una onda cuadrada que excita al mismo circuito *RC* que antes. El tiempo de subida sigue siendo el tiempo que tarda la tensión en pasar del punto del 10 por ciento al punto del 90 por ciento.

La Figura 16.23*c* muestra varios ciclos. Aunque la tensión de entrada varíe de forma casi instantánea de un nivel de tensión al otro, la tensión de salida tarda mucho más en hacer la transición debido a la presencia del condensador de desacoplo. La tensión de salida no puede cambiar repentinamente, porque el condensador tiene que cargarse y descargarse a través de la resistencia.

Relación entre T_R y *RC*

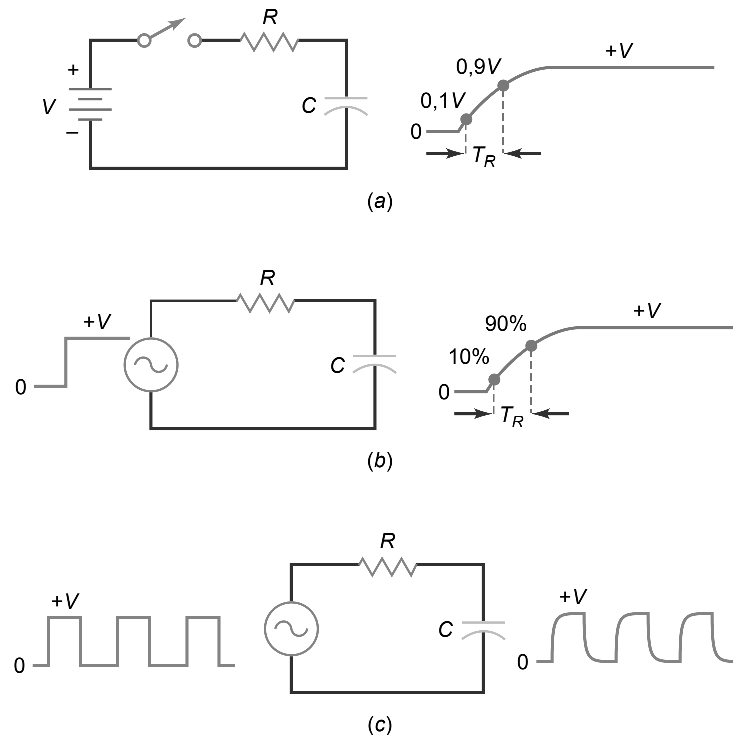
Analizando la carga exponencial de un condensador, es posible derivar la siguiente ecuación para el tiempo de subida:

$$\boldsymbol{T_R = 2{,}2RC} \quad \textbf{(16.28)}$$

Esta expresión quiere decir que el tiempo de subida es ligeramente mayor que dos veces la constante de tiempo *RC*. Por ejemplo, si *R* es igual a 10 kΩ y *C* es 50 pF, entonces:

$$RC = (10 \text{ k}\Omega)(50 \text{ pF}) = 0{,}5 \ \mu\text{s}$$

Figura 16.23 (*a*) Tiempo de subida. (*b*) Un escalón de tensión produce una salida exponencial. (*c*) Pruebas con una onda cuadrada.



El tiempo de subida de la forma de onda de salida es igual a:

$$T_R = 2{,}2RC = 2{,}2(0{,}5\ \mu\text{s}) = 1{,}1\ \mu\text{s}$$

Normalmente, las hojas de características especifican el tiempo de subida porque resulta útil para conocer la respuesta a una tensión escalón al analizar los circuitos de conmutación.

Una relación importante

Como se ha mencionado anteriormente, un amplificador de continua normalmente dispone de un circuito de retardo dominante que hace que la ganancia de tensión decrezca con una pendiente de 20 dB por década hasta alcanzar la frecuencia f_{unidad}. La frecuencia de corte de este circuito de retardo está dada por:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

la cual puede reordenarse para obtener RC:

$$RC = \frac{1}{2\pi f_2}$$

Si sustituimos esta expresión en la Ecuación (16.28) y simplificamos, obtenemos la siguiente ecuación, la cual se utiliza frecuentemente:

$$\mathbf{f_2 = \frac{0{,}35}{T_R}} \qquad \textbf{(16.29)}$$

Esta ecuación es importante porque permite obtener la frecuencia de corte a partir del tiempo de subida. Esto quiere decir que podemos probar un amplificador aplicando una onda cuadrada para hallar la frecuencia de corte. Dado que el método de prueba empleando una onda cuadrada es mucho más rápido que el método que utiliza una onda sinusoidal; muchos ingenieros y técnicos emplean la Ecuación (16.29) para hallar la frecuencia de corte superior de un amplificador.

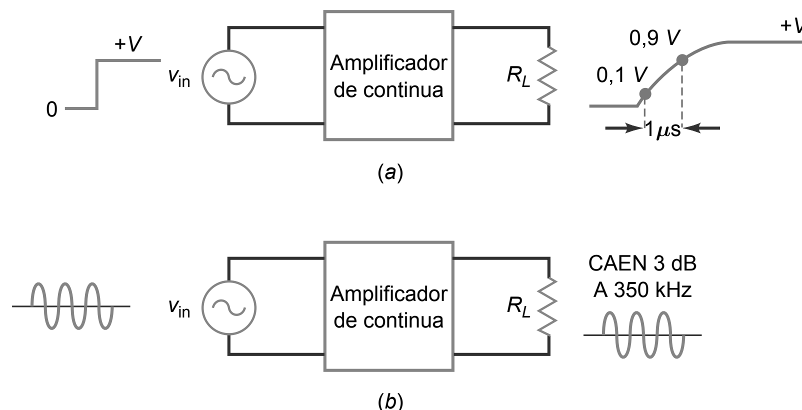
La Ecuación (16.29) es la *relación tiempo de subida-ancho de banda.* En un amplificador de continua, la palabra *ancho de banda* hace referencia a todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte. A menudo,

ancho de banda se emplea como sinónimo de *frecuencia de corte.* Si la hoja de características de un amplificador de continua especifica un ancho de banda de 100 kHz, quiere decir que la frecuencia de corte superior es igual a 100 kHz.

Ejemplo 16.18

¿Cuál es la frecuencia de corte superior en el circuito de la Figura 16.24*a*?

Figura 16.24 El tiempo de subida y la frecuencia de corte están relacionados.



SOLUCIÓN En la Figura 16.24*a*, se indica un tiempo de subida de 1 μs. Aplicando la Ecuación (16.29):

$$f_2 = \frac{0,35}{1 \propto s} = 350\,\text{kHz}$$

Por tanto, el circuito de la Figura 16.24*a* tiene una frecuencia de corte superior de 350 kHz, o lo que es equivalente, el ancho de banda del circuito es igual a 350 kHz.

La Figura 16.24*b* ilustra el significado de probar un amplificador de continua con una onda sinusoidal. Si cambiamos la tensión de entrada de una onda cuadrada a una onda sinusoidal, a la salida obtendremos una onda sinusoidal. Aumentando la frecuencia de entrada, podemos hallar la frecuencia de corte de 350 kHz. En otras palabras, obtendremos el mismo resultado si utilizamos una onda sinusoidal, aunque nos llevará más tiempo que si empleamos una onda cuadrada.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.18 Un circuito *RC* tiene los valores siguientes: $R = 2\,\text{k}\Omega$ y $C = 100\,\text{pF}$. Determine el tiempo de subida de la forma de onda de salida y su frecuencia de corte superior.

16.10 Análisis en el dominio de la frecuencia de etapas BJT

Hay disponible comercialmente una amplia variedad de amplificadores operacionales con frecuencia ganancia unidad desde 1 hasta 200 MHz. Por esta razón, la mayor parte de los amplificadores actuales se construyen utilizando amplificadores operacionales. Puesto que los amplificadores operacionales son el corazón de los sistemas analógicos, el análisis de las etapas de amplificadores discretos es menos importante que lo fue en el pasado. La siguiente sección se ocupa brevemente de las frecuencias de corte inferior y superior de una etapa en emisor común con polarización mediante divisor de tensión. Veamos los efectos de los componentes individuales sobre la respuesta en frecuencia del circuito, comenzando por la frecuencia de corte inferior.

Condensador de acoplo de entrada

Cuando una señal de alterna está acoplada a una etapa de amplificador , el circuito equivalente es como el mostrado en la Figura 16.25*a*. El condensador ve la resistencia del generador y la resistencia de entrada de la etapa. Este circuito de acoplo tiene una frecuencia de corte de:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \textbf{(16.30)}$$

donde R es la suma de R_G y R_{in}. La Figura 16.25*b* muestra la respuesta en frecuencia.

Figura 16.25 Circuito de acoplo y su respuesta en frecuencia.

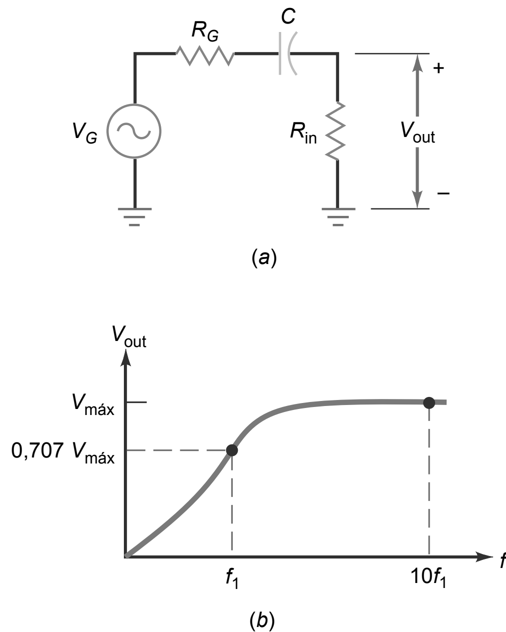
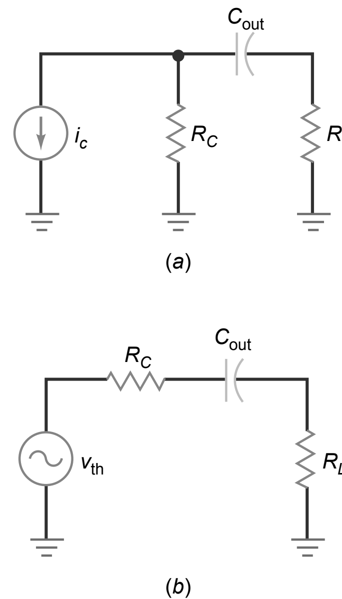


Figura 16.26 Condensador de acoplo de salida.



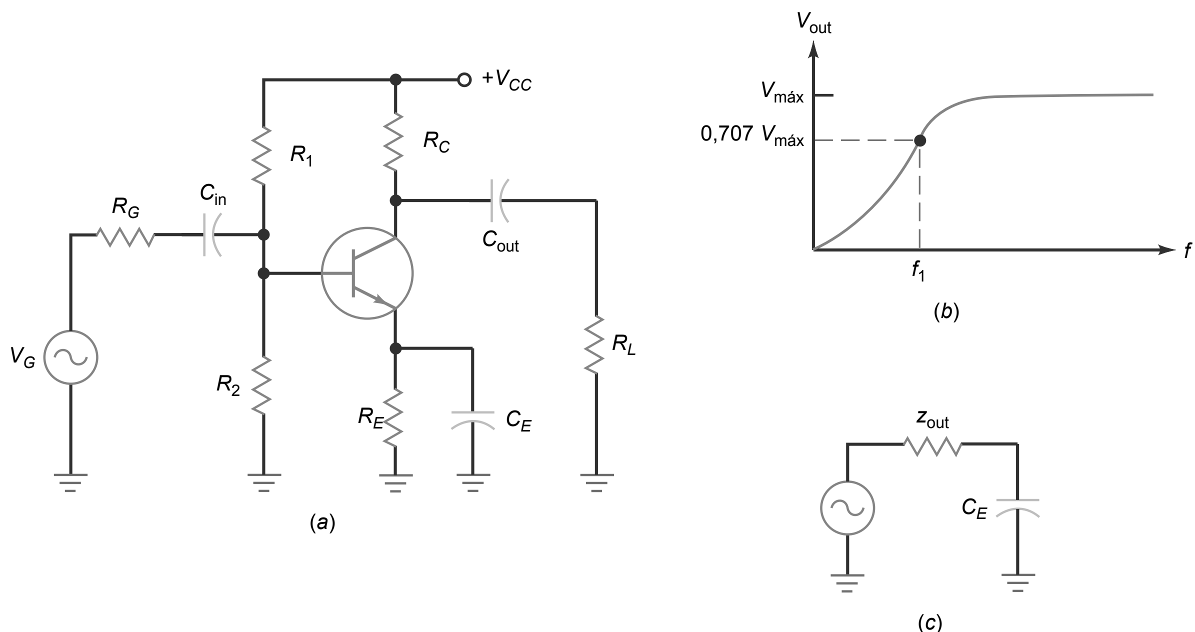
Condensador de acoplo de salida

La Figura 16.26*a* muestra el lado de la salida de una etapa BJT. Después de aplicar el teorema de Thevenin obtenemos el circuito equivalente de la Figura 16.26*b*. La Ecuación (16.30) puede emplearse para calcular la frecuencia de corte, donde R es la suma de R_C y R_L.

Condensador de desacoplo de emisor

La Figura 16.27*a* muestra un amplificador en emisor común. La Figura 16.27 *b* muestra el efecto que tiene el condensador de desacoplo del emisor sobre la tensión de salida. El condensador de desacoplo de emisor ve el circuito de Thevenin mostrado en la Figura 16.27*c*. La frecuencia de corte viene dada por:

Figura 16.27 Efecto del condensador de desacoplo de emisor.



$$f_1 = \frac{1}{2\pi z_{out} C_E} \qquad \textbf{(16.31)}$$

La impedancia de salida z_{out} se ha estudiado en el Capítulo 1 1 y que definida por las Ecuaciones (1 1.5) y (11.6).

Los condensadores de entrada, de salida y de desacoplo de emisor producen cada uno de ellos una frecuencia de corte. Habitualmente, uno de ellos es un condensador dominante. Cuando la frecuencia disminuye, la ganancia se quiebra en esa frecuencia de corte dominante. A partir de esa frecuencia, decrece con una pendiente de 20 dB por década hasta que vuelve a quebrarse en la siguiente frecuencia de corte. Luego continúa decreciendo con una pendiente de 40 dB por década hasta que se quiebra por tercera vez y la ganancia decrece con una pendiente de 60 dB por década a medida que la frecuencia continúa disminuyendo.

Ejemplo 16.19

Utilizando los valores de circuito mostrados en la Figura 16.28*a*, calcule la frecuencia de corte inferior correspondiente a cada condensador de acoplo y desacoplo. Compare los resultados con los valores medidos utilizando un diagrama de Bode (utilice 150 para los valores de beta de continua y de alterna).

SOLUCIÓN En la Figura 16.28*a*, vamos a analizar cada condensador de acoplo y cada condensador de desacoplo por separado. Al analizar cada condensador, consideraremos que los otros dos condensadores se comportan como cortocircuitos de alterna.

A partir de los cálculos de continua anteriores, tenemos que $r'_e = 22{,}7\ \Omega$. La resistencia de Thevenin que ve el condensador de acoplo de entrada es:

$$R = R_G + R_1 \| R_2 \| R_{in(base)}$$

donde

$$R_{in(base)} = (\beta)(r'_e) = (150)(22{,}7\ \Omega) = 3{,}41\ k\Omega$$

Por tanto,

$$R = 600\ \Omega + (10\ k\Omega \,\|\, 2{,}2\ k\Omega \,\|\, 3{,}41\ k\Omega)$$

$$R = 600\ \Omega + 1{,}18\ k\Omega = 1{,}78\ k\Omega$$

Aplicando la Ecuación (16.30), tenemos que el circuito de acoplo de entrada tiene una frecuencia de corte de:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{(2\pi)(1{,}78\ k\Omega)(0{,}47\ \mu F)} = 190\ Hz$$

A continuación, la resistencia de Thevenin que ve el condensador de acoplo de salida es:

$$R = R_C + R_L = 3{,}6\ k\Omega + 10\ k\Omega = 13{,}6\ k\Omega$$

El circuito de acoplo de salida tendrá una frecuencia de corte de:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{(2\pi)(13{,}6\ k\Omega)(2{,}2\ \mu F)} = 5{,}32\ Hz$$

Ahora, la resistencia de Thevenin que ve el condensador de desacoplo de emisor se calcula como sigue:

$$Z_{out} = 1\ k\Omega \| 22{,}7\ \Omega + \frac{10\ k\Omega \| 2{,}2\ k\Omega \| 600\ \Omega}{150}$$

$$Z_{out} = 1\ k\Omega \| (22{,}7\ \Omega + 3{,}0\ \Omega)$$

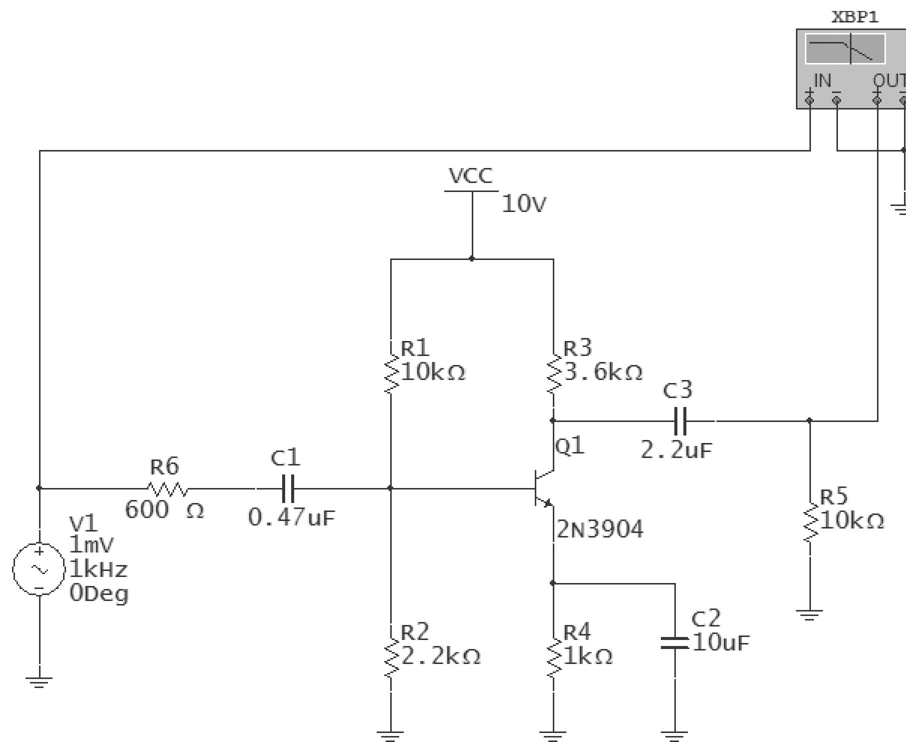
$$Z_{out} = 1\ k\Omega \| 25{,}7\ \Omega = 25{,}1\ \Omega$$

Por tanto, la frecuencia de corte del circuito de desacoplo es:

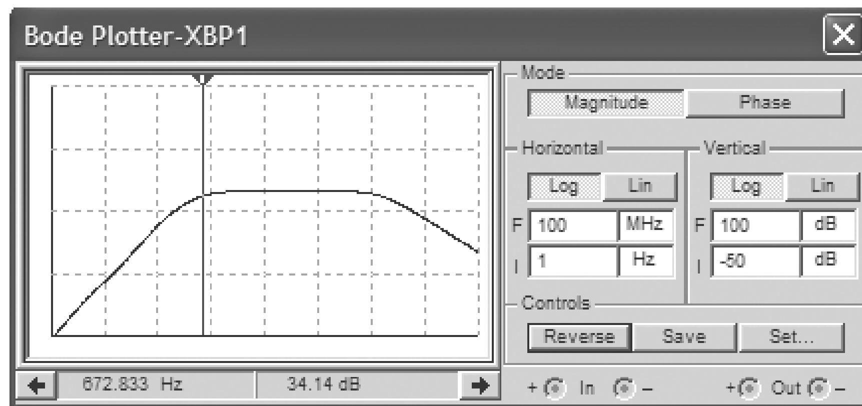
$$f_1 = \frac{1}{2\pi Z_{out} C_E} = \frac{1}{(2\pi)(25{,}1\ \Omega)(10\ \mu F)} = 635\ Hz$$

Resumiendo, los resultados son:

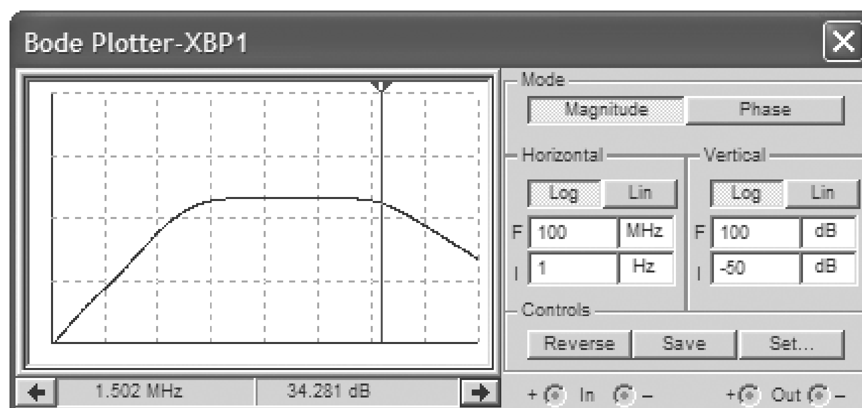
Figura 16.28 (*a*) Amplificador en emisor común usando un programa de simulación de circuitos. (*b*) Respuesta en baja frecuencia. (*c*) Respuesta en alta frecuencia.



(*a*)



(*b*)



(*c*)

$f_1 = 190$ Hz condensador de acoplo de entrada

$f_1 = 5{,}32$ Hz condensador de acoplo de salida

$f_1 = 635$ Hz condensador de desacoplo de emisor

Como puede ver de acuerdo con los resultados obtenidos, el circuito de desacoplo de emisor proporciona la frecuencia de corte inferior dominante.

La ganancia de tensión medida en el punto medio, $A_{v(\text{media})}$, en el diagrama de Bode de la Figura 16.28 *b*, es 37,1 dB. El diagrama de Bode muestra una caída aproximada de 3 dB a una frecuencia de 673 Hz, la cual está muy próxima a la que hemos obtenido mediante cálculo.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.19 Utilizando la Figura 16.28*a*, cambie el valor del condensador de acoplo de entrada a 10 μF y el condensador de desacoplo de entrada a 100 μF. Determine la nueva frecuencia de corte dominante.

Circuito de desacoplo de colector

La respuesta a alta frecuencia de un amplificador necesita una cantidad importante de detalle y requiere valores precisos para obtener buenos resultados. Utilizaremos algunos detalles en nuestra explicación, pero los resultados más precisos se obtendrán mediante un software de simulación de circuitos.

La Figura 16.29*a* muestra una etapa en emisor común con una capacidad parásita debida al cableado $C_{\text{parásita}}$. Justo a su izquierda está el condensador C'_c, un parámetro que normalmente se especifica en las hojas de características de un transistor. Se trata de la capacidad interna entre el colector y la base. Aunque C'_c y $C_{\text{parásita}}$ son muy pequeñas, tendrán efecto cuando la frecuencia de entrada sea demasiado alta.

La Figura 16.29*b* es el circuito equivalente de alterna y la Figura 16.29 *c* muestra el circuito equivalente de Thevenin. La frecuencia de corte de este circuito de retardo es:

Figura 16.29 Las capacidades interna y parásita debida al cableado dan lugar a la frecuencia de corte superior.

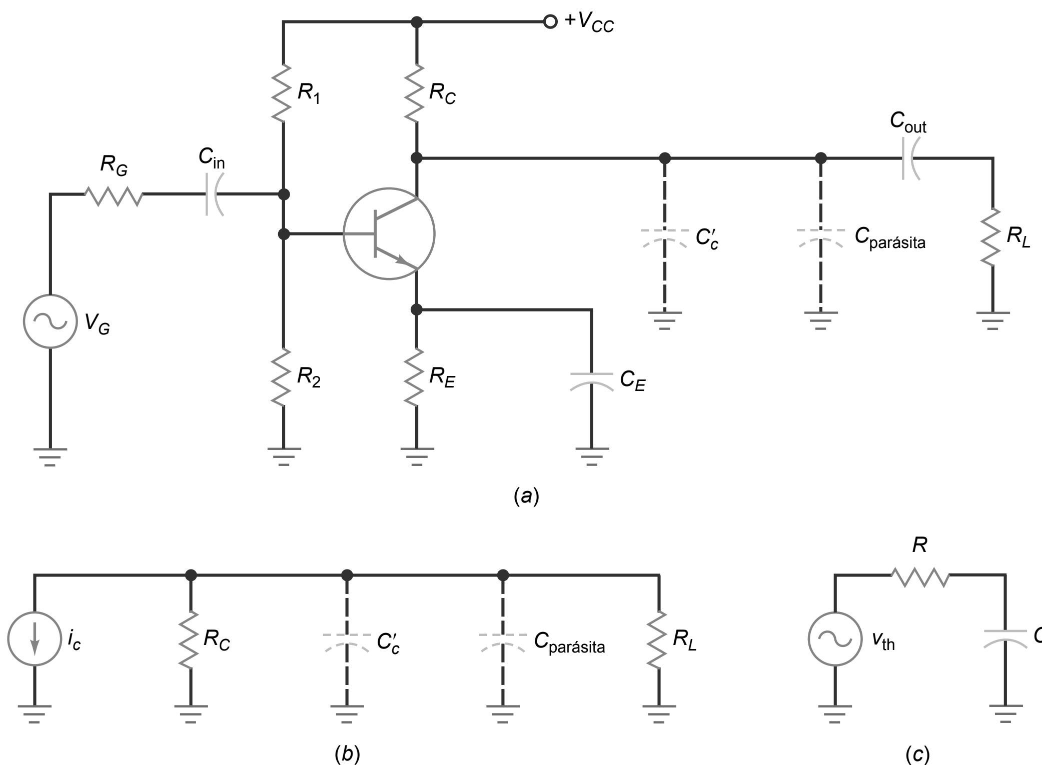
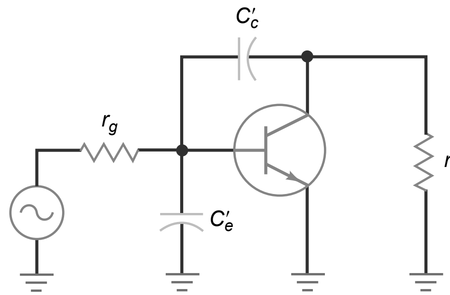


Figura 16.30 El análisis en alta frecuencia incluye las capacidades internas del transistor.



$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{16.32}$$

donde $R = R_C \| R_L$ y $C = C'_c + C_{\text{parásita}}$. Es importante que los cables sean lo más cortos posible cuando se trabaja en alta frecuencia, porque la capacidad parásita debida al cableado degrada el ancho de banda reduciendo la frecuencia de corte.

Circuito de desacoplo de base

El transistor tiene dos capacidades internas, C'_c y C'_e, como se muestra en la Figura 16.30. Dado que C'_c es un condensador de realimentación, puede convertirse en dos componentes. El componente de Miller de entrada que aparece en paralelo con C'_e. La frecuencia de corte de este circuito de desacoplo de la base viene dada por la Ecuación (16.32), donde R es la resistencia de Thevenin que ve la capacidad. La capacidad es la suma de C'_e y la componente de Miller de entrada.

El condensador de desacoplo de colector y la capacidad de entrada de Miller produce cada uno de ellos una frecuencia de corte. Normalmente, uno de estos será el condensador dominante. Cuando la frecuencia aumenta, la ganancia quiebra en esta frecuencia de corte dominante. Después, disminuye con una pendiente de 20 dB por década hasta que se quiebra de nuevo en la segunda frecuencia de corte A medida que la frecuencia continua disminuyendo, la ganancia de tensión decrece con una pendiente de 40 dB por década.

En las hojas de características, C'_C puede aparecer como C_{bc}, C_{ob} o C_{obo}. Este valor se especifica para unas determinadas condiciones de operación. Por ejemplo, el valor de C_{obo} para un 2N3904 se define como 4,0 pF cuando $V_{CB} = 5{,}0$ V, $I_E = 0$ y la frecuencia es 1 MHz. A menudo, C'_e aparece en las hojas de características como C_{be}, C_{ib} o C_{ibo}. La hoja de características de un 2N3904 especifica un valor de C_{ibo} de 4 pF cuando $V_{CB} = 5{,}0$ V, $I_E = 0$ y la frecuencia es de 1 MHz. Estos valores aparecen en la Figura 16.31*a* bajo el epígrafe "*Small Signal Characteristics*" (características de pequeña señal).

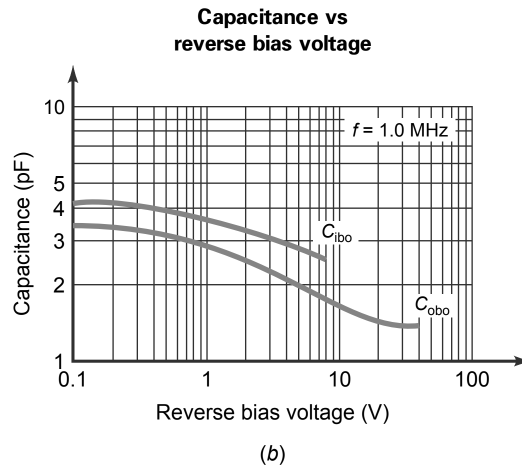
El valor de cada una de estas capacidades internas variará dependiendo de las condiciones del circuito. La Figura 16.31*b* muestra cómo varía C_{obo} cuando varía el valor de la tensión de polarización inversa V_{CB}. También, C_{be}

Figura 16.31 Hoja de características del 2N3904. (*a*) Capacidad interna.

Small signal characteristics (características de pequeña señal)					
f_T	Current gain—bandwidth product (producto ganancia de corriente-ancho de banda)	$I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 20$ V, $f = 100$ MHz	300		MHz
C_{obo}	Output capacitance (capacidad de salida)	$V_{CB} = 5{,}0$ V, $I_E = 0$, $f = 1.0$ MHz		4,0	pF
C_{ibo}	Input capacitance (capacidad de entrada)	$V_{EB} = 0{,}5$ V, $I_C = 0$, $f = 1{,}0$ MHz		8,0	pF
NF	Noise figure (factor de ruido)	$I_C = 100\ \mu$A, $V_{CE} = 5.0$ V, $R_S = 1{,}0$ kΩ, $f = 10$ Hz to 15,7 kHz		5,0	dB

(*a*)

Figura 16.31 (continuación) (*b*) Variación con la tensión inversa.



depende del punto de trabajo del transistor. Si no se especifica en la hoja de características, C_{be} se puede aproximar mediante la siguiente expresión:

$$C_{be} \cong \frac{1}{2\pi f_T r'_e} \qquad \textbf{(16.33)}$$

donde f_T es el producto de la ganancia de corriente y el ancho de banda que habitualmente se especifica en las hojas de características. El valor de r_g, indicado en la Figura 16.30, es igual a:

$$r_g = R_G \| R_1 \| R_2 \qquad \textbf{(16.34)}$$

y r_c se calcula como sigue:

$$r_c = R_C \| R_L \qquad \textbf{(16.35)}$$

Ejemplo 16.20

Utilizando los valores de circuito mostrados en la Figura 16.28*a*, calcule los valores de corte de alta frecuencia para el circuito de desacoplo de base y el circuito de desacoplo de colector . Utilice el valor de 150 para beta y de 10 pF para la capacidad parásita de salida. Compare los resultados en un diagrama de Bode utilizando un programa software de simulación.

SOLUCIÓN En primer lugar, determinamos los valores de las capacidades de entrada y de salida del transistor . En nuestros cálculos en continua anteriores, hemos determinado que V_B = 1,8 V y V_C = 6,04 V, lo que da como resultado una tensión inversa colector-base de aproximadamente 4,2 V. Utilizando la gráfica de la Figura 16.31*b*, el valor de C_{obo} o C'_e para esta tensión inversa es 2,1 pF. El valor de C'_e puede hallarse utilizando la Ecuación (16.33) del siguiente modo:

$$C'_e = \frac{1}{(2\pi)(300\text{ MHz})(22{,}7\ \Omega)} = 23{,}4\text{ pF}$$

Puesto que la ganancia de tensión para este circuito amplificador es:

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{2{,}65\text{ k}\Omega}{22{,}7\ \Omega} = 117$$

La capacidad de entrada de Miller es:

$$C_{\text{in(M)}} = C'_C\,(A_v + 1) = 2{,}1\text{ pF }(117 + 1) = 248\text{ pF}$$

Por tanto, la capacidad de desacoplo de base es igual a:

$$C = C'_e + C_{\text{in(M)}} = 23{,}4 \text{ pF} + 248 \text{ pF} = 271 \text{ pF}$$

El valor de la resistencia que ve esta capacidad es:

$$R = r_g \,\|\, R_{\text{in(base)}} = 450\ \Omega \,\|\, (150)(22{,}7\ \Omega) = 397\ \Omega$$

Ahora, utilizando la Ecuación (16.32), calculamos la frecuencia de corte del circuito de desacoplo de la base:

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(397\ \Omega)(271 \text{ pF})} = 1{,}48 \text{ MHz}$$

La frecuencia de corte del circuito de desacoplo de colector se calcula determinando en primer lugar la capacidad de desacoplo total de salida:

$$C = C'_C + C_{\text{parásita}}$$

Utilizando la Ecuación (16.27), calculamos la capacidad de salida de Miller:

$$C_{\text{out(M)}} = C_C\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right) = 2{,}1 \text{ pF}\left(\frac{117 + 1}{117}\right) \cong 2{,}1 \text{ pF}$$

La capacidad de desacoplo total de salida es:

$$C = 2{,}1 \text{ pF} + 10 \text{ pF} = 12{,}1 \text{ pF}$$

La resistencia que ve esta capacidad es:

$$R = R_C \,\|\, R_L = 3{,}6 \text{ k}\Omega \,\|\, 10 \text{ k}\Omega = 2{,}65 \text{ k}\Omega$$

Por tanto, la frecuencia de corte del circuito de desacoplo de colector es:

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(2{,}65 \text{ k}\Omega)(12{,}1 \text{ pF})} = 4{,}96 \text{ MHz}$$

La frecuencia de corte dominante queda determinada por la menor de las dos frecuencia de corte. En la Figura 16.28 se muestra el diagrama de Bode obtenido con un simulador de circuitos, en el que se puede ver que la frecuencia de corte superior es aproximadamente 1,5 MHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.20 Si la capacidad parásita del Ejemplo 16.20 es 40 pF , determine la frecuencia de corte del circuito de desacoplo de colector.

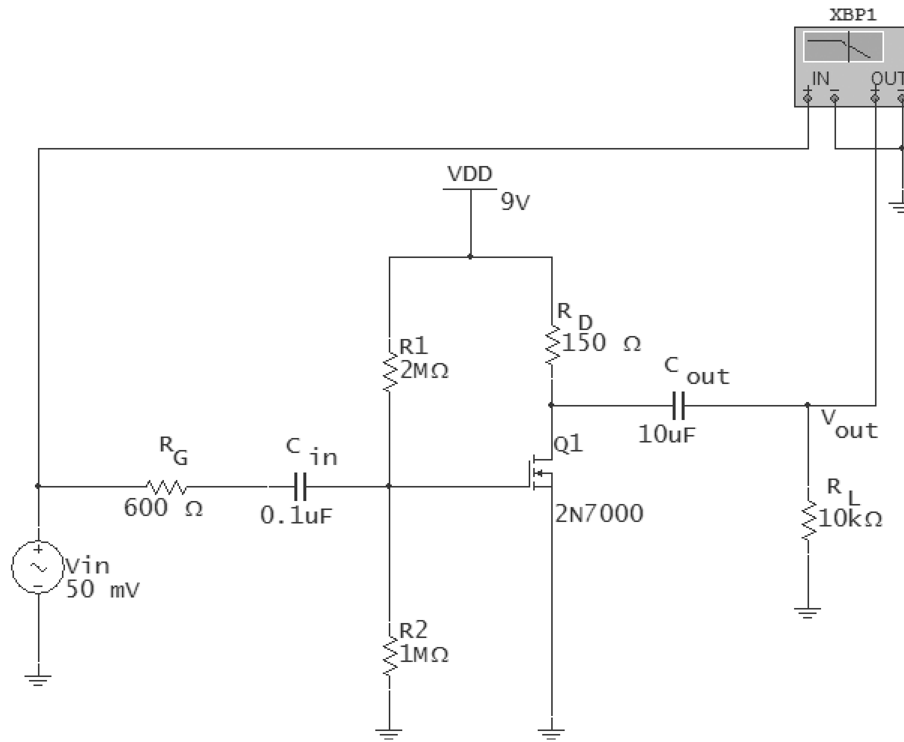
16.11 Análisis en el dominio de la frecuencia de etapas FET

El análisis en el dominio de la frecuencia de los circuitos FET es muy similar al de los circuitos BJT. En la mayoría de los casos, el FET tendrá un circuito de acoplo a la entrada y un circuito de acoplo a la salida, y uno de ellos determinará la frecuencia de corte inferior. La puerta y el drenador tendrán un circuito de desacoplo no deseado resultado principalmente de las capacidades internas del FET. Junto con la capacidad parásita debida al cableado, éstas determinarán el punto de corte para alta frecuencia.

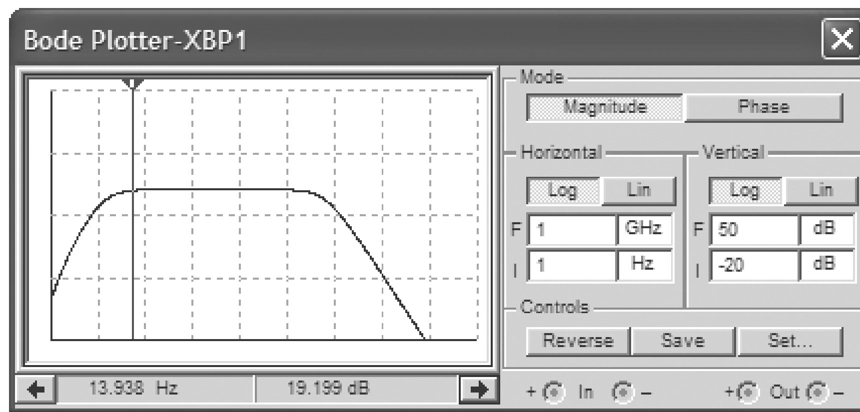
Análisis de baja de frecuencia

La Figura 16.32 muestra un amplificador en fuente común E-MOSFET que emplea polarización por divisor de tensión. Dado que la resistencia de entrada del MOSFET es muy alta, la resistencia R que ve el condensador de acoplo de entrada es:

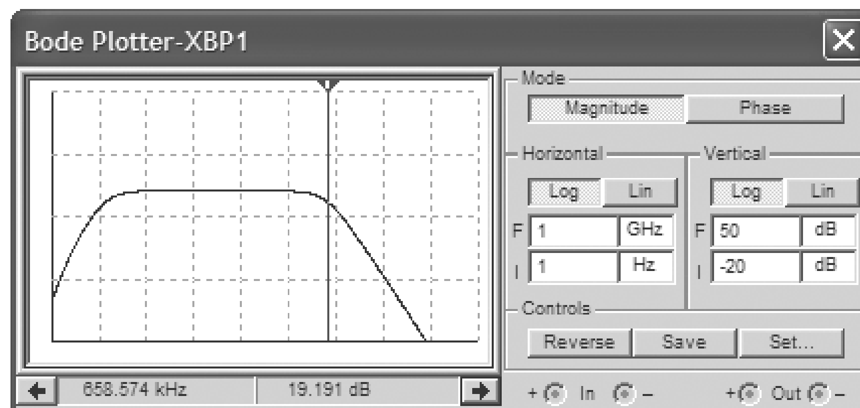
Figura 16.32 Análisis en el dominio de la frecuencia del FET. (*a*) Amplificador MOSFET. (*b*) Respuesta a baja frecuencia. (*c*) Respuesta a alta frecuencia.



(*a*)



(*b*)



(*c*)

$$R = R_G + R_1 \| R_2 \quad (16.36)$$

y la frecuencia de corte del acoplo de entrada es:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

La resistencia de salida que ve el condensador de acoplo de salida es:

$$R = R_D + R_L$$

y la frecuencia de corte de acoplo de salida se obtiene mediante la expresión:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Como puede ver, el análisis de baja frecuencia del circuito FET es muy similar al del circuito BJT. A causa de la muy alta resistencia de entrada del FET, se pueden utilizar valores de resistencia grandes en el divisor de tensión. En consecuencia, es posible emplear un condensador de acoplo a la entrada mucho más pequeño.

Ejemplo 16.21

Utilizando el circuito de la Figura 16.32, determine las frecuencias de corte de los circuitos de acoplo de entrada y de salida. Compare los valores calculados con los de un diagrama de Bode obtenido con un simulador de circuitos.

SOLUCIÓN La resistencia de Thevenin que ve el condensador de acoplo de entrada es:

$$R = 600\ \Omega + 2\ \text{M}\Omega \| 1\ \text{M}\Omega = 667\ \text{k}\Omega$$

y la frecuencia de corte del condensador de acoplo de entrada es:

$$f_1 = \frac{1}{(2\pi)(667\ \text{k}\Omega)(0{,}1\ \mu\text{F})} = 2{,}39\ \text{Hz}$$

A continuación, calculamos la resistencia de Thevenin que ve el condensador de acoplo de salida como sigue:

$$R = 150\ \Omega + 1\ \text{k}\Omega = 1{,}15\ \text{k}\Omega$$

y la frecuencia de corte del condensador de acoplo de salida es:

$$f_1 = \frac{1}{(2\pi)(130\ \Omega)(10\ \mu\text{F})} = 13{,}8\ \text{Hz}$$

Por tanto, la frecuencia de corte inferior dominante es igual a 13,8 Hz. La ganancia de tensión media de este circuito es 22,2 dB. El diagrama de Bode de la Figura 16.32*b* muestra una caída de 3 dB en aproximadamente 14 Hz, que es un valor muy próximo al valor calculado.

Análisis de alta frecuencia

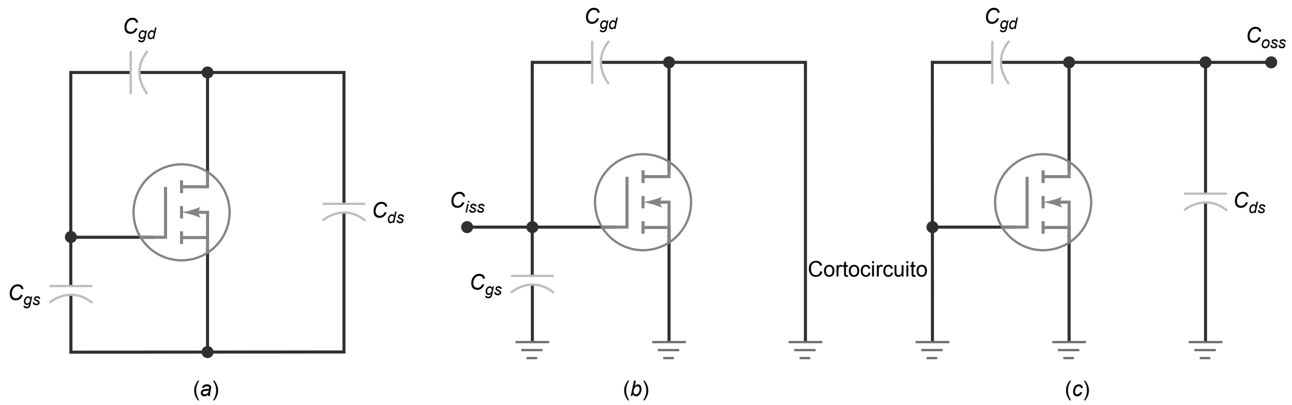
Al igual que en el análisis de alta frecuencia de un circuito BJT, determinar el punto de corte de alta frecuencia de un FET implica un estudio detallado y requiere el uso de valores precisos. Como los transistores bipolares, los FET presentan las capacidades internas C_{gs}, C_{gd} y C_{ds}, como se muestra en la Figura 16.33*a*. Estos valores de capacidades no son importantes a bajas frecuencias, pero pasan a ser significativos a altas frecuencias.

Dado que estas capacidades son difíciles de medir, los fabricantes miden y especifican las capacidades del FET para determinadas condiciones de cortocircuito. Por ejemplo, C_{iss} es la capacidad de entrada cuando la salida está cortocircuitada. En esta situación, C_{gd} pasa a estar en paralelo con C_{gs} (Figura 16.33*b*), luego C_{iss} es igual a:

$$C_{iss} = C_{ds} + C_{gd}$$

A menudo, las hojas de características especifican C_{oss}, la capacidad que ve el FET cuando los terminales de entrada están cortocircuitados (Figura 16.33*c*):

Figura 16.33 Medida de las capacidades del FET.



$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

Las hojas de características también especifican habitualmente la capacidad de realimentaciónC_{rss}. La capacidad de realimentación es:

$$C_{rss} = C_{gd}$$

Usando estas ecuaciones, podemos determinar que:

$$\mathbf{C_{gd} = C_{rss}} \qquad \textbf{(16.37)}$$

$$\mathbf{C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}} \qquad \textbf{(16.38)}$$

$$\mathbf{C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}} \qquad \textbf{(16.39)}$$

La capacidad puerta-drenador C_{gd} se utiliza para determinar la capacidad de entrada de Miller $C_{in(M)}$ y la capacidad de salida de Miller $C_{out(M)}$. Estos valores pueden hallarse como sigue:

$$\mathbf{C_{in(M)} = C_{gd}\,(A_v + 1)} \qquad \textbf{(16.40)}$$

y

$$\mathbf{C_{out(M)} = C_{gd}\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)} \qquad \textbf{(16.41)}$$

donde $A_v = g_m r_d$ para el amplificador en fuente común.

Ejemplo 16.22

En el circuito amplificador MOSFET de la Figura 16.32, el 2N7000 tiene las siguientes capacidades especificadas en su hoja de características:

$$C_{iss} = 60 \text{ pF}$$

$$C_{oss} = 25 \text{ pF}$$

$$C_{rss} = 5{,}0 \text{ pF}$$

Si $g_m = 97$ mS, ¿cuál serán los valores de corte a alta frecuencia para los circuitos de puerta y de drenador? Compare los cálculos con un diagrama de Bode.

SOLUCIÓN Utilizando los valores de las capacidades dadas en la hoja de características, podemos determinar las capacidades internas del FET del siguiente modo:

$$C_{gd} = C_{rss} = 5{,}0 \text{ pF}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 60 \text{ pF} - 5 \text{ pF} = 55 \text{ pF}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} = 25 \text{ pF} - 5 \text{ pF} = 20 \text{ pF}$$

Para determinar la capacidad de entrada de Miller, en primer lugar hay que calcular la ganancia de tensión del amplificador, que es:

$$A_v = g_m r_d = (93 \text{ mS})(150\ \Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega) = 12{,}1$$

Por tanto, $C_{\text{in(M)}}$ es:

$$C_{\text{in(M)}} = C_{gd}\,(A_v + 1) = 5{,}0 \text{ pF } (12{,}1 + 1) = 65{,}5 \text{ pF}$$

La capacidad de desacoplo de puerta es:

$$C = C_{gs} + C_{\text{in(M)}} = 55 \text{ pF} + 65{,}5 \text{ pF} = 120{,}5 \text{ pF}$$

La resistencia que ve C es:

$$R = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 = 600\ \Omega \parallel 2\ \text{M}\Omega \parallel 1\ \text{M}\Omega \cong 600\ \Omega$$

La frecuencia de corte del condensador de desacoplo de puerta es:

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(600\ \Omega)(120{,}5 \text{ pF})} = 2{,}2 \text{ MHz}$$

A continuación, calculamos la capacidad del condensador de desacoplo de drenador:

$$C = C_{ds} + C_{\text{out(M)}}$$

$$C = 20 \text{ pF} + 5{,}0 \text{ pF}\left(\frac{12{,}1 + 1}{12{,}1}\right) = 25{,}4 \text{ pF}$$

La resistencia r_d que ve esta capacidad es:

$$r_d = R_D \parallel R_L = 150\ \Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega = 130\ \Omega$$

La frecuencia de corte del condensador de desacoplo de drenador es por tanto:

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(130\ \Omega)(25{,}4 \text{ pF})} = 48 \text{ MHz}$$

Como se muestra en la Figura 16.32*c*, la frecuencia de corte superior medida utilizando el simulador de circuitos es aproximadamente igual a 638 kHz. Como puede ver, esta medida difiere significativamente del valor calculado. Este resultado algo impreciso demuestra la dificultad de elegir los valores correctos de las capacidades internas del dispositivo, los cuales resultan críticos en los cálculos.

PROBLEMA PRÁCTICO 16.22 Suponiendo que $C_{iss} = 25$ pF, $C_{oss} = 10$ pF y $C_{rss} = 5$ pF, determine los valores de C_{gd}, C_{gs} y C_{ds}.

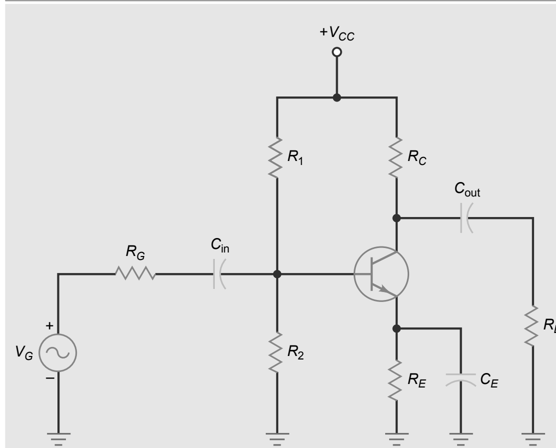
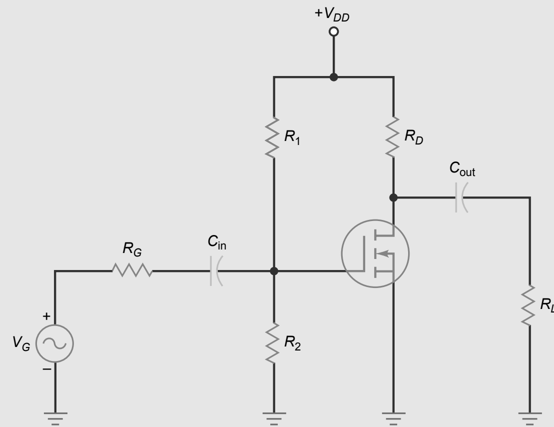
La Tabla-resumen 16.1 muestra algunas de las ecuaciones utilizadas en el análisis en el dominio de la frecuencia de una etapa amplificadora BJT en emisor común y una etapa amplificadora FET en fuente común.

Conclusión

Hemos examinado algunos de los temas que hay que tener en cuenta en el análisis en el dominio de la frecuencia de etapas de amplificadores discretos BJT y FET. Si el análisis se hace manualmente, puede resultar tedioso y llevar mucho tiempo. La exposición que hemos hecho aquí ha sido deliberadamente breve porque, actualmente, el análisis en el dominio de la frecuencia de amplificadores discretos se hace principalmente por computadora. Esperamos que haya podido ver cómo algunos de los componentes individuales forman la respuesta en frecuencia.

Si necesita analizar una etapa de amplificador discreto, utilice un simulador de circuitos. El simulador cargará todos los parámetros del transistor bipolar o del FET, parámetros como C'_C, C'_e, C_{rss} y C_{oss}, así como parámetros de la banda de media como β, r'_e y g_m. En otras palabras, estos software de simulación tienen integrados los parámetros contenidos en las hojas de características de los dispositivos. Por ejemplo, cuando se selecciona un 2N3904,

Tabla-resumen 16.1 Análisis en el dominio de la frecuencia del amplificador

	
Análisis para baja frecuencia	**Análisis para baja frecuencia**
Entrada de base: $R = R_G + R_1 \parallel R_2 \parallel R_{i(base)}$ $f_1 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C_{in})}$	Entrada de puerta: $R = R_G + R_1 \parallel R_2$ $f_1 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C_{in})}$
Salida de colector: $R = R_C + R_L$ $f_1 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C_{out})}$	Salida de drenador: $R = R_D + R_L$ $f_1 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C_{out})}$
Desacoplo de emisor: $Z_{out} = R_E \parallel r'_e + \dfrac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_G}{\beta}$ $f_1 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C_E)}$	
Análisis para alta frecuencia	**Análisis para alta frecuencia**
Desacoplo de base: $R = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_{in(base)}$ $C_{in(M)} = C'_C\,(A_v + 1)$ $C = C'_e + C_{in(M)}$ $f_2 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C)}$	Desacoplo de puerta: $R = R_G \parallel R_1 \parallel R_2$ $C_{in(M)} = C_{gd}\,(A_v + 1)$ $C = C_{gs} + C_{in(M)}$ $f_2 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C)}$
Desacoplo de colector: $R = R_C \parallel R_L$ $C_{out(M)} = C'_C\left(\dfrac{A_v + 1}{A_v}\right)$ $C = C_{out(M)} + C_{parásita}$ $f_2 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C)}$	Desacoplo de drenador: $R = R_D \parallel R_L$ $C_{out(M)} = C_{gd}\left(\dfrac{A_v + 1}{A_v}\right)$ $C = C_{ds} + C_{out(M)} + C_{parásita}$ $f_2 = \dfrac{1}{2\pi(R)(C)}$

el simulador cargará todos los parámetros (incluyendo los correspondientes a altas frecuencias) del 2N3904. Todo esto ahorra una cantidad enorme de tiempo.

Además, puede utilizar el diagrama de Bode que proporcionará el simulador para ver la respuesta en frecuencia. En un diagrama de Bode, puede medir la ganancia de tensión en la banda media de frecuencias y las frecuencias de corte. En resumen, utilizar un software de simulación de circuitos proporciona un método más rápido y más preciso de analizar la respuesta en frecuencia de un amplificador BJT o FET discreto.

16.12 Efectos de la frecuencia en los circuitos de montaje superficial

Las inductancias y capacidades parásitas se convierten en un problema serio en los circuitos integrados y dispositivos discretos que tienen que trabajar a frecuencias por encima de 100kHz. Con los componentes convencionales existen tres fuentes de efectos parásitos:

1. La estructura interna y la geometría del dispositivo.
2. El diseño del circuito impreso, incluyendo la orientación de los dispositivos y las pistas.
3. Los terminales externos del dispositivo.

Utilizando componentes de montaje superficial prácticamente se eliminan los tres orígenes de efectos parásitos enumerados, lo que aumenta el control que los ingenieros de diseño tienen sobre los efectos parásitos entre los componentes de una tarjeta de circuito impreso.

Resumen

SEC. 16.1 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR

La respuesta en frecuencia es la gráfica de la ganancia de tensión en función de la frecuencia de entrada. Un amplificador de alterna tiene una frecuencia de corte inferior y una frecuencia de corte superior. Un amplificador de continua sólo tiene una frecuencia de corte superior. Los condensadores de acoplo y de desacoplo producen la frecuencia de corte inferior. Las capacidades internas del transistor y las capacidades parásitas del cableado producen la frecuencia de corte superior.

SEC. 16.2 GANANCIA DE POTENCIA EN DECIBELIOS

La ganancia de potencia en decibelios se define como 10 veces el logaritmo de la ganancia de potencia. Cuando la ganancia de potencia aumenta en un factor de 2, la ganancia de potencia en decibelios aumenta 3 dB. Cuando la ganancia de potencia aumenta en un factor de 10, la ganancia de potencia en decibelios aumenta 10 dB.

SEC. 16.3 GANANCIA DE TENSIÓN EN DECIBELIOS

La ganancia de tensión en decibelios se define como 20 veces el logaritmo de la ganancia de tensión. Cuando la ganancia de tensión aumenta en un factor de 2, la ganancia de tensión en decibelios aumenta 6 dB. Cuando la ganancia de tensión aumenta en un factor de 10, la ganancia de tensión en decibelios aumenta 20 dB. La ganancia de tensión total en decibelios de etapas en cascada es igual a la suma de las ganancias de tensión en decibelios individuales.

SEC. 16.4 ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS

En muchos sistemas, todas las impedancias están adaptadas porque esto produce la máxima transferencia de potencia. En un sistema con impedancias adaptadas, la ganancia de potencia en decibelios y la ganancia de tensión en decibelios son iguales.

SEC. 16.5 DECIBELIOS CON RESPECTO A UNA REFERENCIA

Además de utilizar los decibelios con las ganancias de potencia y de tensión, podemos emplearlos con respecto a una referencia. Dos populares referencias son el milivatio y el voltio. Los decibelios definidos respecto de la referencia de 1 milivatio se denominan dBm y los decibelios definidos respecto de la referencia de 1 voltio se denominan dBV.

SEC. 16.6 DIAGRAMAS DE BODE

Una octava hace referencia a un cambio de un factor de 2 en la escala de frecuencias. Una década hace referencia a un cambio de un factor de 10 en la escala de frecuencias. Una gráfica de la ganancia de tensión en decibelios en función de la frecuencia es un diagrama de Bode. Los diagramas de Bode ideales son aproximaciones que nos permiten dibujar la respuesta en frecuencia rápida y fácilmente.

SEC. 16.7 MÁS SOBRE LOS DIAGRAMAS DE BODE

En un circuito de retardo, la ganancia de tensión se quiebra en la frecuencia de corte superior y luego disminuye con una pendiente de 20 dB por década, que es equivalente a 6 dB por octava. También podemos dibujar un diagrama de Bode del ángulo de fase en función de la frecuencia. Con un circuito de retardo, el ángulo de fase está entre 0 y −90°.

SEC. 16.8 EL EFECTO MILLER

Un condensador de realimentación de la salida a la entrada de un amplificador

inversor es equivalente a dos condensadores. Un condensador en los terminales de entrada y otro en los terminales de salida. El efecto Miller se refiere a la capacidad de entrada que es $A_v + 1$ veces la capacidad de realimentación.

16.9 RELACIÓN TIEMPO DE SUBIDA-ANCHO DE BANDA

Cuando se usa un escalón de tensión como entrada a un amplificador de continua, el tiempo de subida de la salida es el tiempo entre los puntos del 10 y del 90 por ciento. La frecuencia de corte superior es igual a 0,35 dividido entre el tiempo de subida. Esto nos proporciona una forma rápida y fácil de medir el ancho de banda de un amplificador de continua.

16.10 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE ETAPAS BJT

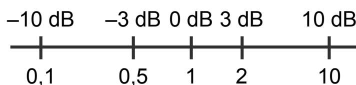
El condensador de acoplo de entrada, el condensador de acoplo de salida y el condensador de desacoplo de emisor producen las frecuencias de corte inferiores. El condensador de desacoplo de colector y la capacidad de entrada de Miller producen las frecuencias de corte superiores. El análisis en el dominio de la frecuencia de etapas bipolares y FET normalmente se lleva a cabo con programas software de simulación de circuitos.

16.11 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE ETAPAS FET

Los condensadores de acoplo de entrada y de salida de una etapa FET producen las frecuencias de corte inferiores (al igual que una etapa BJT). Las capacidades de desacoplo de drenador, junto con la capacidad de puerta y la capacidad de entrada de Miller producen las frecuencias de corte superior. El análisis en el dominio de la frecuencia de las etapas con transitores bipolares y FET normalmente se realiza con programas software de simulación de circuitos .

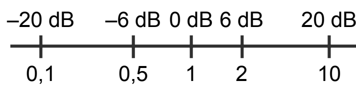
Definiciones

(16.8) Ganancia de potencia en decibelios:



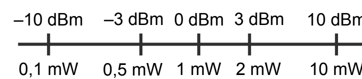
$$A_p(\text{dB}) = 10 \log A_p$$

(16.9) Ganancia de tensión en decibelios:



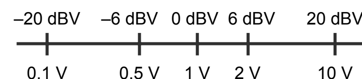
$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log A_v$$

(16.16) Decibelios referenciados a 1 mW:



$$P_{\text{dBm}} = 10 \log \frac{P}{1 \text{ mW}}$$

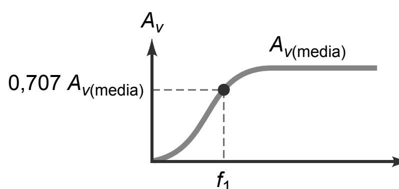
(16.18) Decibelios referenciados a 1 V:



$$V_{\text{dBV}} = 20 \log V$$

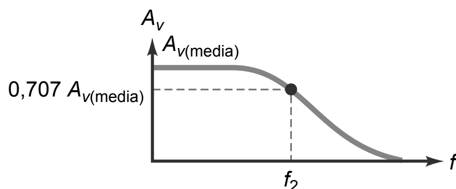
Derivaciones

(16.3) Por debajo de la banda media de frecuencias:



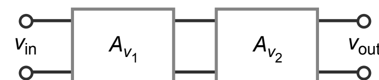
$$A_V = \frac{A_{V(\text{media})}}{\sqrt{1+(f_1/f)^2}}$$

(16.4) Por encima de la banda media de frecuencias:



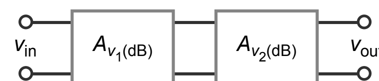
$$A_V = \frac{A_{V(\text{media})}}{\sqrt{1+(f/f_2)^2}}$$

(16.10) Ganancia de tensión total:



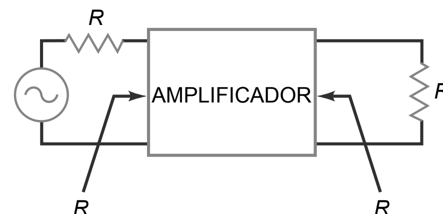
$$A_v = (A_{v_1})(A_{v_2})$$

(16.11) Ganancia de tensión total en decibelios:



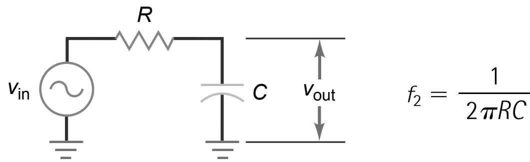
$$A_v(\text{dB}) = A_{v_1}(\text{dB}) + A_{v_2}(\text{dB})$$

(16.13) Sistema con impedancias adaptadas:



$$A_p(\text{dB}) = A_v(\text{dB})$$

(16.22) Frecuencia de corte:

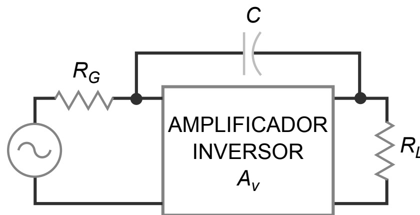


$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

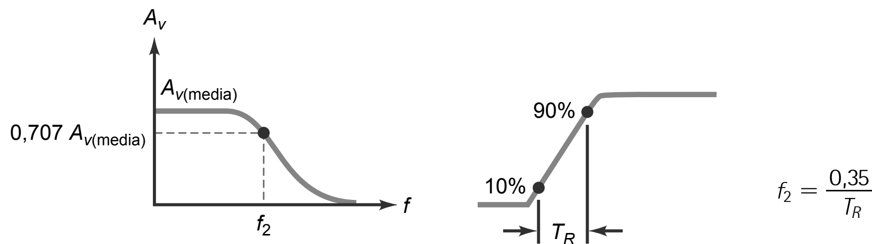
(16.26) Efecto Miller: $C_{in(M)} = C(A_v + 1)$

y

(16.27) $C_{out(M)} = C\left(\frac{A_v + 1}{A_v}\right)$



(16.29) Tiempo de subida-ancho de banda:



$$f_2 = \frac{0{,}35}{T_R}$$

(16.33) Capacidad base-emisor del BJT:

$$C_{be} \cong \frac{1}{2\pi f_T r'_e}$$

(16.37) Capacidad interna del FET:

$$C_{gd} = C_{rss}$$

(16.38) Capacidad interna del FET:

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

(16.39) Capacidad interna del FET:

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$$

Cuestiones

1. La respuesta en frecuencia es una gráfica de la ganancia de tensión en función de la
   a. frecuencia
   b. ganancia de potencia
   c. tensión de entrada
   d. tensión de salida

2. A bajas frecuencias, los condensadores de acoplo producen una disminución de la
   a. resistencia de entrada
   b. ganancia de tensión
   c. resistencia del generador
   d. tensión del generador

3. La capacidad parásita debida al cableado tiene efecto sobre la
   a. frecuencia de corte inferior
   b. ganancia de tensión en la banda media de frecuencias
   c. frecuencia de corte superior
   d. resistencia de entrada

4. En la frecuencia de corte inferior o superior, la ganancia de tensión es
   a. $0{,}35A_{v(media)}$
   b. $0{,}5A_{v(media)}$
   c. $0{,}707A_{v(media)}$
   d. $0{,}995A_{v(media)}$

5. Si la ganancia de potencia se duplica, la ganancia de potencia en decibelios aumenta
   a. en un factor de 2
   b. 3 dB
   c. 6 dB
   d. 10 dB

6. Si la ganancia de tensión se duplica, la ganancia de tensión en decibelios aumenta
   a. en un factor de 2
   b. 3 dB
   c. 6 dB
   d. 10 dB

7. Si la ganancia de tensión es 10, la ganancia de tensión en decibelios es
   a. 6 dB
   b. 20 dB
   c. 40 dB
   d. 60 dB

8. Si la ganancia de tensión es 100, la ganancia de tensión en decibelios es
   a. 6 dB
   b. 20 dB
   c. 40 dB
   d. 60 dB

9. Si la ganancia de tensión es 2000, la ganancia de tensión en decibelios es

a. 40 dB
b. 46 dB
c. 66 dB
d. 86 dB

10. Dos etapas tienen ganancias de tensión en decibelios de 20 y 40 dB. La ganancia de tensión total normal es
a. 1
b. 10
c. 100
d. 1000

11. Dos etapas tienen ganancias de tensión de 100 y 200. La ganancia de tensión total en decibelios es
a. 46 dB
b. 66 dB
c. 86 dB
d. 106 dB

12. Una frecuencia es 8 veces otra frecuencia. ¿Cuántas octavas separa a ambas frecuencias?
a. 1
b. 2
c. 3
d. 4

13. Si $f = 1$ MHz y $f_2 = 10$ Hz, ¿cuántas décadas representa la relación f/f_2?
a. 2
b. 3
c. 4
d. 5

14. En el papel semilogarítmico
a. un eje es lineal y el otro es logarítmico
b. un eje es lineal y el otro es semilogarítmico
c. ambos ejes son semilogarítmicos
d. Ningún eje es lineal

15. Si se desea mejorar la respuesta en alta frecuencia de un amplificador, ¿cuál de estos métodos utilizaría?
a. Disminuir las capacidades de acoplo
b. Aumentar la capacidad de desacoplo de emisor
c. Utilizar terminales lo más cortos posible
d. Aumentar la resistencia de generador

16. La ganancia de tensión de un amplificador disminuye 20 dB por década por encima de 20 kHz. Si la ganancia de tensión en la banda media de frecuencias es de 86 dB, ¿cuál será la ganancia de tensión normal a 20 MHz?
a. 20
b. 200
c. 2000
d. 20.000

17. En un circuito amplificador BJT, C'_e es lo mismo que
a. C_{be}
b. C_{ib}
c. C_{ibo}
d. Cualquiera de las anteriores

18. En un circuito amplificador BJT, aumentar el valor de C_{in} y de C_{out}
a. disminuirá A_v a bajas frecuencias
b. aumentará A_v a bajas frecuencias
c. disminuirá A_v a altas frecuencias
d. aumentará A_v a altas frecuencias

19. Los condensadores de acoplo de entrada en los circuitos FET
a. normalmente son más grandes que en los circuitos BJT
b. determinan el valor de la frecuencia de corte superior
c. normalmente son más pequeños que los circuitos BJT
d. se tratan como circuitos abiertos en alterna

20. En las hojas de características de los FET, C_{oss} es
a. igual a $C_{ds} + C_{gd}$
b. igual a $C_{gs} - C_{rss}$
c. igual a C_{gd}
d. igual a $C_{iss} - C_{rss}$

Problemas

SEC. 16.1 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR

16.1 Un amplificador tiene una ganancia de tensión en la banda media de frecuencias de 1000. Si las frecuencias de corte son $f_1 = 100$ Hz y $f_2 = 100$ kHz, ¿cómo será la respuesta en frecuencia? ¿Cuál es la ganancia de tensión si la frecuencia de entrada es de 20 Hz? ¿Y si es de 300 kHz?

16.2 Supongamos que un amplificador operacional tiene una ganancia de tensión en la banda media de frecuencias de 500.000. Si la frecuencia de corte superior es de 15 Hz, ¿cómo será la respuesta en frecuencia?

16.3 Un amplificador de continua tiene una ganancia de tensión en la banda media de frecuencias de 200. Si la frecuencia de corte superior es 10 kHz, ¿cuál será la ganancia de tensión para cada una de las siguientes frecuencias de entrada: 100 kHz, 200 kHz, 500 kHz y 1 MHz?

SEC. 16.2 GANANCIA DE POTENCIA EN DECIBELIOS

16.4 Calcular la ganancia de potencia en decibelios para $A_p = 5$, 10, 20 y 40.

16.5 Calcular la ganancia de potencia en decibelios para $A_p =$ 0,4; 0,2; 0,1 y 0,05.

16.6 Calcular la ganancia de potencia en decibelios para $A_p = 2$, 20, 200 y 2000.

16.7 Calcular la ganancia de potencia en decibelios para $A_p =$ 0,4; 0,04 y 0,004.

SEC. 16.3 GANANCIA DE TENSIÓN EN DECIBELIOS

16.8 ¿Cuál es la ganancia de tensión total en la Figura 16.34*a*? Convierta la respuesta a decibelios.

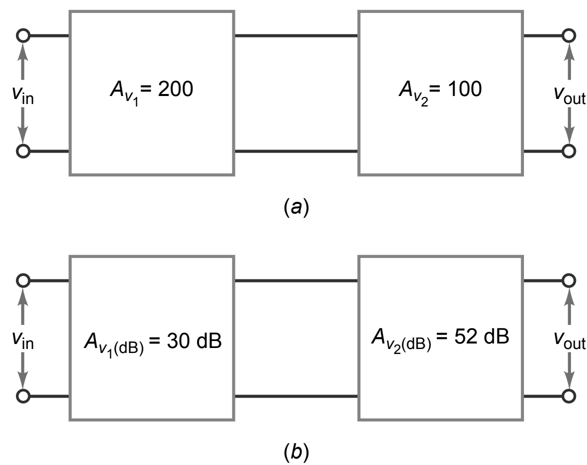
16.9 Convertir a decibelios la ganancia de cada etapa del circuito de la Figura 16.34*a*.

16.10 ¿Cuál es la ganancia de tensión total en decibelios del circuito de la Figura 16.34*b*? Convertir el resultado a la ganancia de tensión ordinaria.

16.11 ¿Cuál es la ganancia de tensión ordinaria de cada etapa en el circuito de la Figura 16.34*b*?

16.12 ¿Cuál es la ganancia de tensión en decibelios de un amplificador si tiene una ganancia de tensión ordinaria de 100.000?

Figura 16.34



16.13 La hoja de características de un LM380, un amplificador de potencia de audio, proporciona una ganancia de tensión en decibelios de 34 dB. Convertir esta ganancia en dB a ganancia de tensión ordinaria.

16.14 Un amplificador de dos etapas tiene las siguientes ganancias de etapa: $A_{v_1} = 25{,}8$ y $A_{v_2} = 117$. ¿Cuál es la ganancia de tensión en decibelios de cada etapa? ¿Y la ganancia de tensión total en decibelios?

SEC. 16.4 ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS

16.15 Si la Figura 16.35 es un sistema con impedancias adaptadas, ¿cuál es la ganancia de tensión total en decibelios? ¿Y la ganancia de tensión en decibelios de cada etapa?

16.16 Si las etapas de la Figura 16.35 tienen impedancias adaptadas, ¿cuál es la tensión en la carga? ¿Y la potencia en la carga?

SEC. 16.5 DECIBELIOS CON RESPECTO A UNA REFERENCIA

16.17 Si la potencia de salida de un preamplificador es 20 dBm, ¿cuál será la potencia en milivatios?

16.18 ¿Cuál es la tensión de salida de un micrófono cuando su salida es −45 dBV?

16.19 Convertir las siguientes potencias a dBm: 25 mW; 93,5 mW y 4,87 W.

16.20 Convertir las siguientes tensiones a dBV: 1 μV; 34,8 mV; 12,9 V y 345 V.

SEC. 16.6 DIAGRAMAS DE BODE

16.21 La hoja de características de un amplificador operacional especifica una ganancia de tensión en la banda media de frecuencias de 200.000, una frecuencia de corte de 10 Hz, y una pendiente de 20 dB por década. Dibujar el diagrama de Bode ideal. ¿Cuál es la ganancia de tensión ordinaria a 1 MHz?

16.22 El LF351 es un amplificador operacional con una ganancia de tensión de 316.000, una frecuencia de corte de 40 Hz, y una pendiente de 20 dB por década. Dibujar el diagrama de Bode ideal.

SEC. 16.7 MÁS SOBRE LOS DIAGRAMAS DE BODE

16.23 Dibujar el diagrama de Bode ideal para el circuito de retardo de la Figura 16.36*a*.

16.24 Dibujar el diagrama de Bode ideal para el circuito de retardo de la Figura 16.36*b*.

16.25 ¿Cuál es el diagrama de Bode ideal para la etapa de la Figura 16.37?

SEC. 16.8 EL EFECTO MILLER

16.26 ¿Cuál es la capacidad de entrada de Miller en la Figura 16.38 si $C = 5$ pF y $A_v = 200.000$?

Figura 16.35

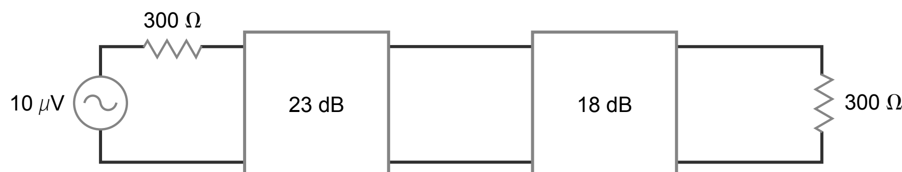


Figura 16.36

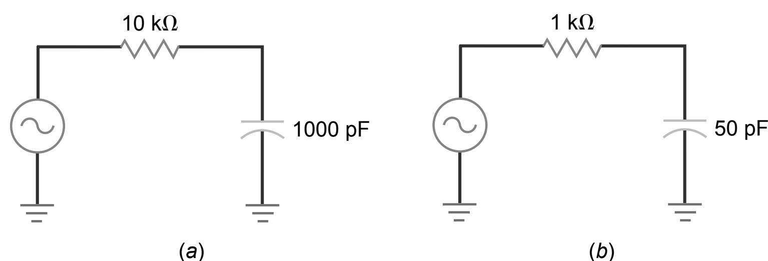
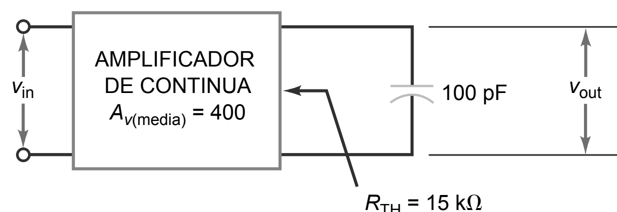


Figura 16.37



16.27 Dibujar el diagrama ideal de Bode para el circuito de retardo de entrada de la Figura 16.38 con $A_v = 250.000$ y $C = 15$ pF.

16.28 Si el valor del condensador de realimentación de la Figura 16.38 es 50 pF, ¿cuál es la capacidad de entrada de Miller cuando $A_v = 200.000$?

16.29 Dibujar el diagrama ideal de Bode para el circuito de la Figura 16.38 con una capacidad de realimentación de 100 pF y una ganancia de tensión de 150.000.

SEC. 16.9 RELACIÓN TIEMPO DE SUBIDA–ANCHO DE BANDA

16.30 Un amplificador tiene la respuesta en escalón mostrada en la Figura 16.39*a*. ¿Cuál es su frecuencia de corte superior?

16.31 ¿Cuál es el ancho de banda de un amplificador si el tiempo de subida es de 0,25 μs?

16.32 La frecuencia de corte superior de un amplificador es 100 kHz. Si se prueba con una onda cuadrada, ¿cuál será el tiempo de subida de la salida del amplificador?

16.33 En la Figura 16.40, ¿cuál es la frecuencia de corte inferior del circuito de acoplamiento de base?

16.34 En la Figura 16.40, ¿cuál es la frecuencia de corte inferior para el circuito de acoplamiento de colector?

16.35 En la Figura 16.40, ¿cuál es la frecuencia de corte inferior del circuito de desacoplo de emisor?

16.36 En la Figura 16.40, C'_C es 2 pF, $C'_e = 10$ pF y $C_{parásita}$ es 5 pF. Determine los valores de corte de alta frecuencia para los circuitos de salida de colector y de entrada de base.

16.37 El circuito de la Figura 16.41 utiliza un E-MOSFET con estas especificaciones: $g_m = 16{,}5$ mS, $C_{iss} = 30$ pF, $C_{oss} = 20$ pF y $C_{rss} = 5{,}0$ pF. Determine los valores de las capacidades internas del FET para C_{gd}, C_{gs} y C_{ds}.

16.38 En la Figura 16.41, ¿cuál es la frecuencia de corte inferior dominante?

16.39 En la Figura 16.41, determinar los valores de corte de alta frecuencia para los circuitos de entrada de puerta y de salida de drenador.

Figura 16.38

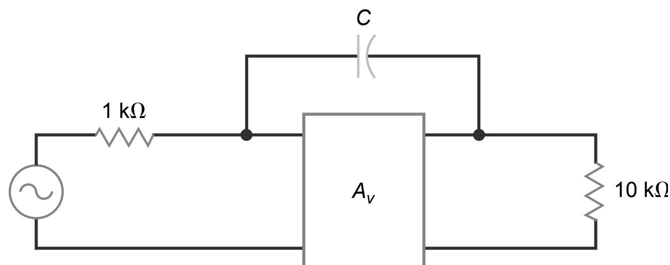


Figura 16.39

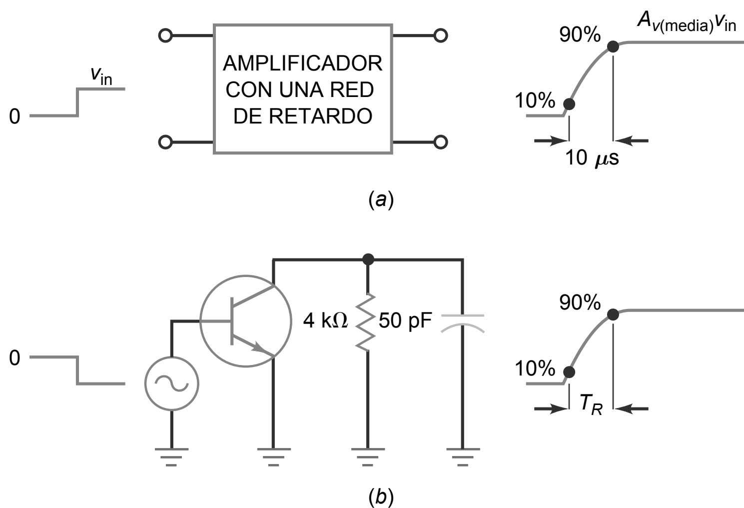


Figura 16.40

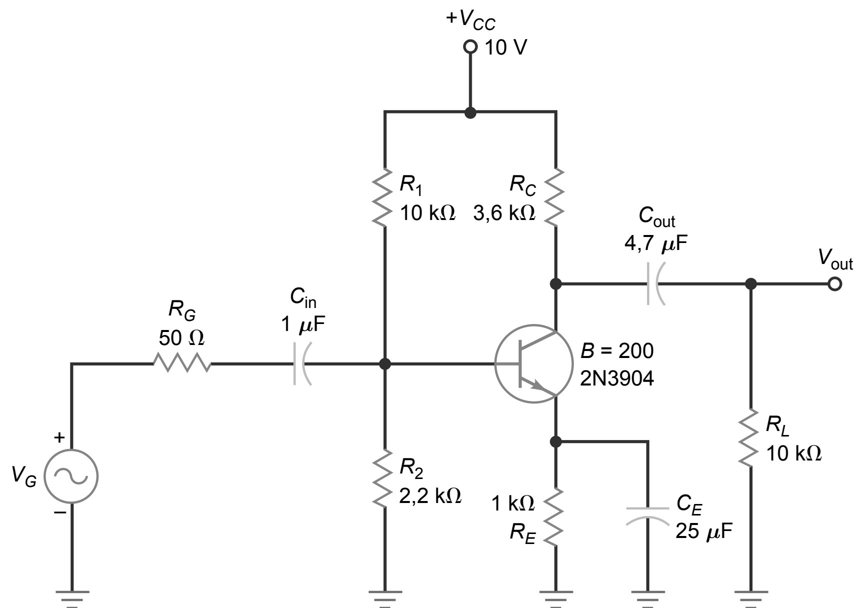
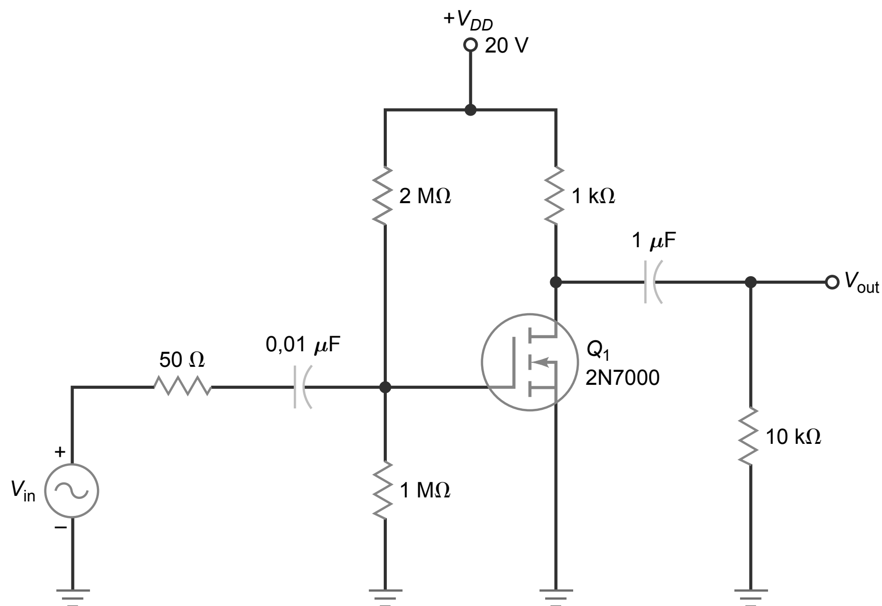


Figura 16.41



Pensamiento crítico

16.40 En la Figura 16.42*a*, ¿Cuál es la ganancia de tensión en decibelios cuando $f = 20$ kHz? ¿Y cuando $f = 44{,}4$ kHz?

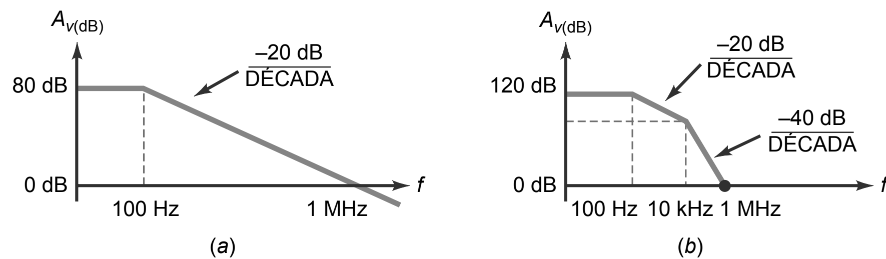
16.41 En la Figura 16.42*b*, ¿cuál es la ganancia de tensión en decibelios cuando $f = 100$ kHz?

16.42 El amplificador de la Figura 16.39*a* tiene una ganancia de tensión en la banda media de frecuencias de 100. Si la tensión de entrada es un escalón de 20 mV, ¿cuál es la tensión de salida en el punto del 10 por ciento? ¿Y en el punto del 90 por ciento?

16.43 La Figura 16.39*b* es un circuito equivalente. ¿Cuál es el tiempo de subida de la tensión de salida?

16.44 Se tienen dos hojas de características de amplificadores. La primera especifica una frecuencia de corte de 1 MHz. La segunda proporciona un tiempo de subida de 1 μs. ¿Qué amplificador tiene un mayor ancho de banda?

Figura 16.42



Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Esta mañana he montado un amplificador y he utilizado mucho cable. Lo he probado y la frecuencia de corte superior es mucho menor de lo que debería ser. ¿Tiene alguna sugerencia?
2. En mi banco del laboratorio tengo un amplificador de continua, un osciloscopio y un generador de funciones que puede generar onda sinusoidales, cuadradas o triangulares. Dígame cómo calculo el ancho de banda del amplificador.
3. Sin emplear una calculadora, deseo que convierta una ganancia de tensión de 250 a su equivalente en decibelios.
4. Dibuje un amplificador inversor con un condensador de realimentación de 50 pF y una ganancia de tensión de 10.000. A continuación, dibuje el diagrama de Bode ideal para el circuito de retardo de entrada.
5. Suponga que el panel frontal de su osciloscopio observa que su amplificador vertical tiene un tiempo de subida de 7 ns. ¿Cuál será el ancho de banda del instrumento?
6. ¿Cómo mediría en ancho de banda de un amplificador de continua?
7. ¿Por qué la ganancia de tensión en decibelios utiliza un factor de 20 pero la ganancia de potencia emplea un factor de 10?
8. ¿Por qué es importante la adaptación de impedancias en algunos sistemas?
9. ¿Cuál es la diferencia entre dB y dBm?
10. ¿Por qué un amplificador de continua recibe dicho nombre?
11. Un ingeniero de una emisora de radio necesita probar la ganancia de tensión a lo largo de varias décadas. ¿Qué tipo de papel de gráficas le resultará más útil?
12. ¿Ha oído hablar de los programas software de simulación de circuitos? En caso afirmativo, dígame ¿qué son?

Respuestas al autotest

1.	a	**6.**	c	**11.**	c	**16.**	a
2.	b	**7.**	b	**12.**	c	**17.**	d
3.	c	**8.**	c	**13.**	d	**18.**	b
4.	c	**9.**	c	**14.**	a	**19.**	c
5.	b	**10.**	d	**15.**	c	**20.**	a

Respuestas a los problemas prácticos

16.1 $A_{v(media)} = 70{,}7$; A_v a 5 Hz $= 24{,}3$; A_v a 200 kHz $= 9{,}95$

16.2 A_v a 10 Hz $= 141$

16.3 20.000 a 100 Hz; 2000 a 1 kHz; 200 a 10 kHz; 20 a 100 kHz; 2.0 a 1 MHz

16.4 10 $A_p = 10$ dB; 20 $A_p = 13$ dB; 40 $A_p = 16$ dB

16.5 4 $A_p = 6$ dB; 2 $A_p = 3$ dB; 1 $A_p = 0$ dB; 0,5 $A_p = -3$ dB

16.6 5 $A_p = 7$ dB; 50 $A_p = 17$ dB; 500 $A_p = 27$ dB; 5000 $A_p = 37$ dB

16.7 20 $A_p = 13$ dB; 2 $A_p = 3$ dB; 0,2 $A_p = -7$ dB; 0,02 $A_p = -17$ dB

16.8 50 $A_v = 34$ dB; 200 $A_v = 46$ dB; $A_{vT} = 10{,}000$; $A_{v(dB)} = 80$ dB

16.9 $A_{v(dB)} = 30$ dB; $A_p = 1.000$; $A_v = 31{,}6$

16.10 $A_{v1} = 3{,}16$; $A_{v2} = 0.5$; $A_{v3} = 20$

16.11 $P = 1.000$ W

16.12 $V_{out} = 1{,}88$ mV

16.14 $f_2 = 159$ kHz

16.15 $f_2 = 318$ kHz; $f_{undad} = 31{,}8$ MHz

16.17 $C_{in(M)} = 0{,}3$ µF; $C_{out(M)} = 30$ pF

16.18 $T_R = 440$ ns; $f_2 = 795$ kHz

16.19 $f_1 = 63$ Hz

16.20 $f_2 = 1{,}43$ MHz

16.22 $C_{gd} = 5$ pF; $C_{gs} = 20$ pF; $C_{ds} = 5$ pF

Capítulo

17 Amplificadores diferenciales

El término **amplificador operacional** hace referencia a un amplificador que realiza una operación matemática. Históricamente, los primeros amplificadores operacionales se emplearon en las computadoras analógicas, en las que realizaban las operaciones de suma, resta, multiplicación, etc. En el pasado, los amplificadores operacionales se construían como circuitos discretos. Actualmente, la mayor parte de los amplificadores operacionales son circuitos integrados (CI).

El amplificador operacional típico es un amplificador de continua con una ganancia de tensión muy alta, una impedancia de entrada muy alta y una impedancia de salida muy baja. La frecuencia de ganancia unidad está comprendida entre 1 y más de 20 MHz, dependiendo del código del componente. Un amplificador operacional integrado es un bloque funcional completo con pines externos. Conectando estos pines a las tensiones de alimentación y a unos pocos componentes, podemos construir rápidamente toda clase de circuitos útiles.

El circuito de entrada empleado en la mayoría de los amplificadores operacionales es el amplificador diferencial. Esta configuración de amplificador determina muchas de las características de entrada del CI. El amplificador diferencial también se puede configurar en un formato discreto para emplearse en circuitos de comunicaciones, instrumentación y circuitos de control industrial. Este capítulo se centra en el amplificador diferencial utilizado en los CI.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Realizar el análisis en continua de un amplificador diferencial.
- Realizar el análisis en alterna de un amplificador diferencial.
- Definir corriente de polarización de entrada, corriente de *offset* de entrada y tensión de *offset* de entrada.
- Explicar qué es la ganancia en modo común y el factor de rechazo en modo común (CMRR).
- Describir cómo se fabrican los circuitos integrados.
- Aplicar el teorema de Thevenin a un amplificador diferencial cargado.

Vocabulario

amplificador diferencial
amplificador operacional
asimétrica (un único terminal)
CI híbrido
CI monolítico
circuito integrado (CI)
CMRR (*common-mode rejection ratio*)
corriente de polarización de entrada
corriente de cola
corriente de *offset* de entrada
diodo de compensación
entrada diferencial
entrada inversora
entrada no inversora
espejo de corriente
factor de rechazo en modo común (CMRR)
resistencia de carga activa
señal en modo común
salida diferencial
tensión de *offset* de entrada

17.1 El amplificador diferencial

Transistores, diodos y resistencias son los únicos componentes prácticos incluidos en los CI prácticos. También pueden emplearse condensadores, aunque suelen ser pequeños, de menos de 50pF. Por esta razón, los diseñadores de CI no pueden utilizar condensadores de acoplo y desacoplo de la misma forma que lo hace un diseñador de circuitos discretos. En su lugar, el diseñador de circuitos integrados tiene que emplear el acoplamiento directo entre etapas y también tiene que eliminar el condensador de desacoplo de emisor sin perder demasiada ganancia de tensión.

El **amplificador diferencial** es la clave. El diseño de este circuito es extremadamente inteligente porque elimina la necesidad del condensador de desacoplo de emisor. Por ésta y otras razones, el amplificador diferencial se utiliza como etapa de entrada en casi todos los amplificadores operacionales integrados.

Entrada y salida diferenciales

La Figura 17.1 muestra un amplificador diferencial. Se trata de dos etapas en emisor común en paralelo con una resistencia en emisor común. Aunque tiene dos tensiones de entrada (v_1 y v_2) y dos tensiones de colector (v_{c1} y v_{c2}), el circuito global se considera una sola etapa. Puesto que no hay condensadores de acoplo ni de desacoplo, no existe frecuencia de corte inferior.

La tensión alterna de salida v_{out} se define como la tensión entre los colectores con la polaridad mostrada en la Figura 17.1:

$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1} \tag{17.1}$$

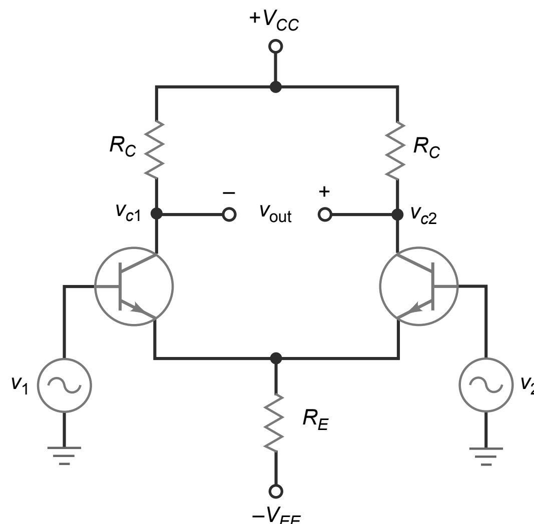
Esta tensión se denomina **salida diferencial** porque combina las dos tensiones alternas de colector en una sola tensión, que es igual a la diferencias de las tensiones de colector. *Nota:* utilizaremos letras minúsculas para v_{out}, v_{c1} y v_{c2} porque son tensiones alternas que incluyen la frecuencia de cero hercios (0 Hz) como un caso especial.

Idealmente, el circuito implementa transistores idénticos y resistencias de colector iguales. Si la simetría es perfecta, v_{out} es cero cuando las dos tensiones de entrada son iguales. Cuando v_1 es mayor que v_2, la tensión de salida tiene la polaridad mostrada en la Figura 17.1. Cuando v_2 es mayor que v_1, la tensión de salida se invierte y tiene la polaridad opuesta.

El amplificador diferencial de la Figura 17.1 tiene dos entradas separadas. La entrada v_1 se denomina **entrada no inversora** porque v_{out} está en fase con v_1. Por otro lado, v_2 se denomina **entrada inversora** porque v_{out} está desfasada 180° respecto de v_2. En algunas aplicaciones, sólo se utiliza la entrada no inversora y la entrada inversora se conecta a tierra. En otras aplicaciones, sólo está activa la entrada inversora y la entrada no inversora está conectada a tierra.

Cuando tanto la entrada no inversora como la inversora están presentes, la entrada se denomina **entrada diferencial**, porque la tensión de salida es igual a la ganancia de tensión por la diferencia de las dos tensiones de entrada. La ecuación para la tensión de salida es:

Figura 17.1 Entrada diferencial y salida diferencial.



$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2) \quad \textbf{(17.2)}$$

donde A_v es la ganancia de tensión. Deduciremos la ecuación para la ganancia de tensión en la Sección 17.3.

Salida asimétrica

Una salida diferencial como la de la Figura 17.1 requiere una car ga flotante porque ningún terminal de la car ga puede conectarse a tierra. En muchas aplicaciones, esto resulta ser un inconveniente porque las car gas a menudo tienen **un único terminal**; es decir, uno de los terminales está puesto a tierra.

La Figura 17.2*a* muestra una configuración ampliamente utilizada del amplificador diferencial, la cual tiene muchas aplicaciones ya que puede excitar cargas de un solo terminal como etapas en emisor común, seguidores de emisor y otros circuitos. Como puede ver, la señal alterna de salida se toma en el colector del lado derecho. La resistencia de colector de la izquierda se ha eliminado porque no sirve a ningún propósito útil.

Dado que la entrada es diferencial, la tensión alterna de salida continúa estando determinada por $A_v(v_1 - v_2)$. Sin embargo, con una salida de un único terminal o asimétrica, la ganancia de tensión es la mitad que con la salida diferencial. Se obtiene sólo la mitad de la ganancia de tensión con un único terminal de salida porque la salida procede de sólo uno de los colectores.

La Figura 17.2*b* muestra el símbolo de diagrama de bloques de un amplificador diferencial con entrada diferencial y salida asimétrica. Este mismo símbolo se emplea también para el amplificador operacional. El signo más (+) representa la entrada no inversora y el signo menos (−) es la entrada inversora.

Configuraciones con entrada no inversora

A menudo sólo está activa una de las entradas y la otra está conectada a tierra, como se muestra en la Figura 17.3*a*. Esta configuración tiene una entrada no inversora y una salida diferencial. Puesto que $v_2 = 0$, la Ecuación (17.2) queda:

$$v_{out} = A_v\,(v_1) \quad \textbf{(17.3)}$$

La Figura 17.3*b* muestra otra configuración del amplificador diferencial. En este caso, tiene una entrada no inversora y salida asimétrica. Dado que v_{out} es la tensión alterna de salida, la Ecuación (17.3) continúa siendo válida, pero la ganancia de tensión A_v será la mitad como mucho, porque la salida se toma de un solo lado del amplificador diferencial.

Configuraciones con entrada inversora

En algunas aplicaciones, v_2 es la entrada activa y v_1 es la entrada puesta a tierra, como se muestra en la Figura 17.4*a*. En este caso, la Ecuación (17.2) se simplifica a:

Figura 17.2 (*a*) Entrada diferencial y salida asimétrica. (*b*) Símbolo para los diagramas de bloques.

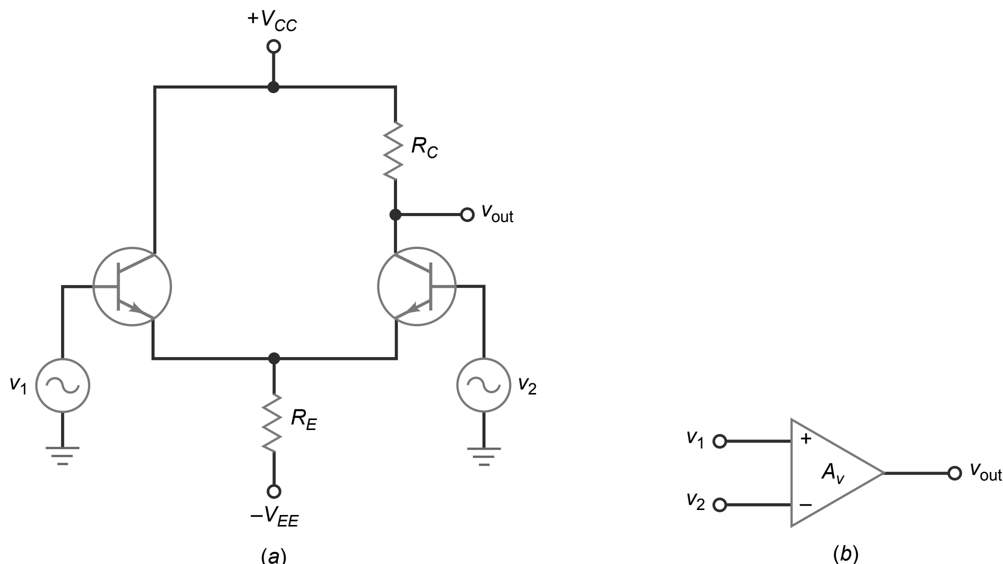


Figura 17.3 (*a*) Entrada no inversora y salida diferencial. (*b*) Entrada no inversora y salida asimétrica.

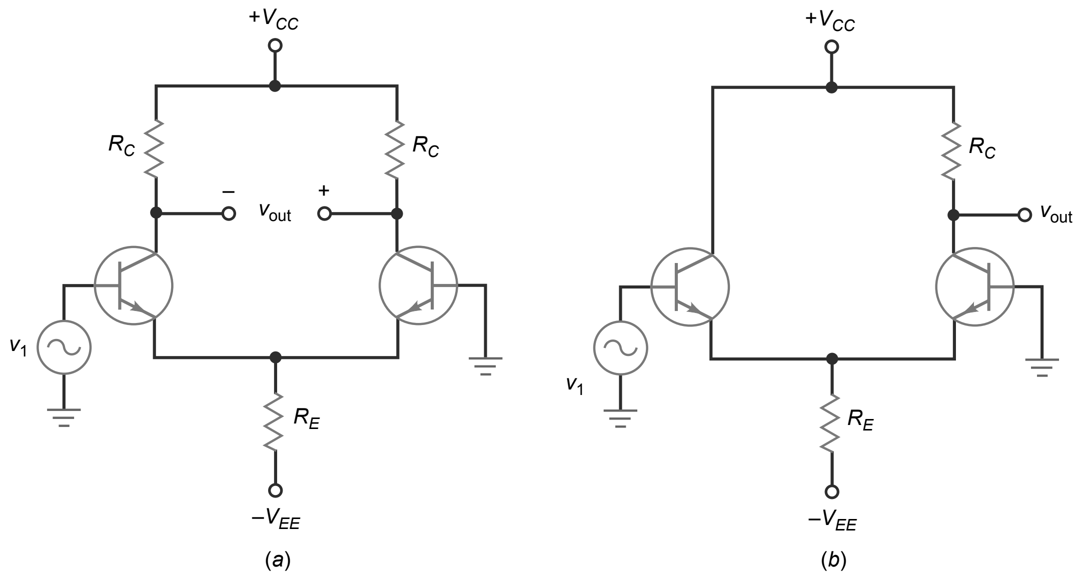
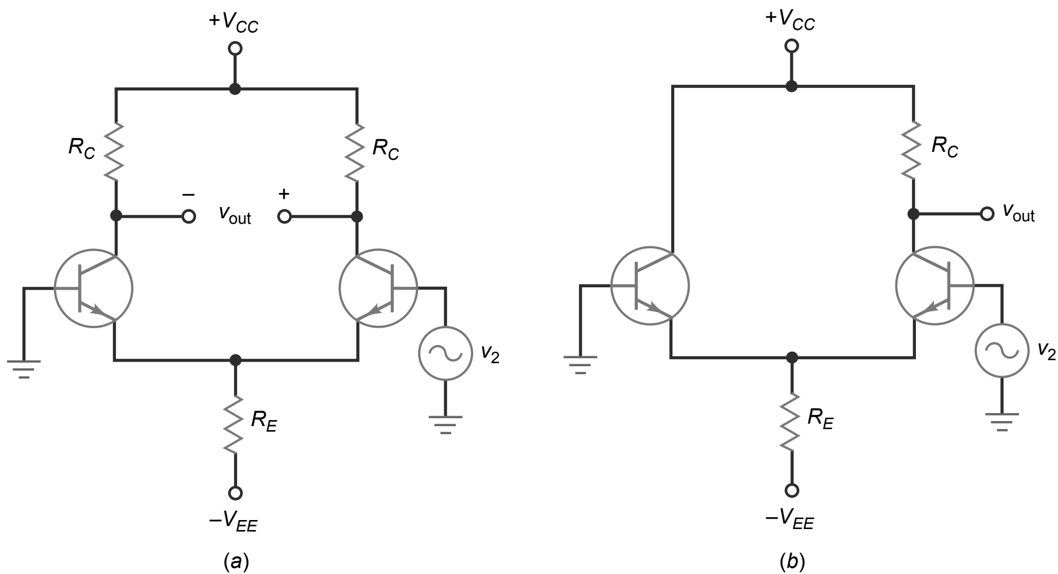


Figura 17.4 (*a*) Entrada inversora y salida diferencial. (*b*) Entrada inversora y salida asimétrica.



$$v_{out} = -A_v\,(v_2) \qquad (17.4)$$

El signo menos de la Ecuación (17.4) indica inversión de fase.

La Figura 17.4*b* muestra la última configuración que vamos a ver, en la que se emplea la entrada inversora y un único terminal de salida. En este caso, la tensión alterna de salida sigue estando dada por la Ecuación (17.4).

Conclusión

La Tabla 17.1 resume las cuatro configuraciones básicas de un amplificador diferencial. El caso general utiliza una entrada diferencial y una salida diferencial. El resto de los casos son subconjuntos del caso general. Por ejemplo, para obtener el funcionamiento con un único terminal de entrada, se utiliza una de las entradas y la otra se pone a tierra. En una configuración con entrada asimétrica, puede utilizarse la entrada no inversora v_1 o la entrada inversora v_2.

Tabla 17.1 Configuraciones del amplificador diferencial

Entrada	Salida	v_{in}	v_{out}
Diferencial	Diferencial	$v_1 - v_2$	$v_{c2} - v_{c1}$
Diferencial	Asimétrica	$v_1 - v_2$	v_{c2}
Asimétrica	Diferencial	v_1 o v_2	$v_{c2} - v_{c1}$
Asimétrica	Asimétrica	v_1 o v_2	v_{c2}

17.2 Análisis de continua de un amplificador diferencial

La Figura 17.5*a* muestra el circuito equivalente de continua de un amplificador diferencial. A lo largo de esta exposición, supondremos que los transistores son idénticos y que las resistencias de colector son iguales. Además, ambas bases estarán conectada a tierra en este análisis preliminar.

La polarización utilizada aquí debería serle familiar; es prácticamente idéntica a la polarización de emisor con dos alimentaciones vista en el Capítulo 8. Como recordará, la mayor parte de la tensión de alimentación negativa de este circuito de polarización aparece en la resistencia de emisor, lo que fija una corriente de emisor constante.

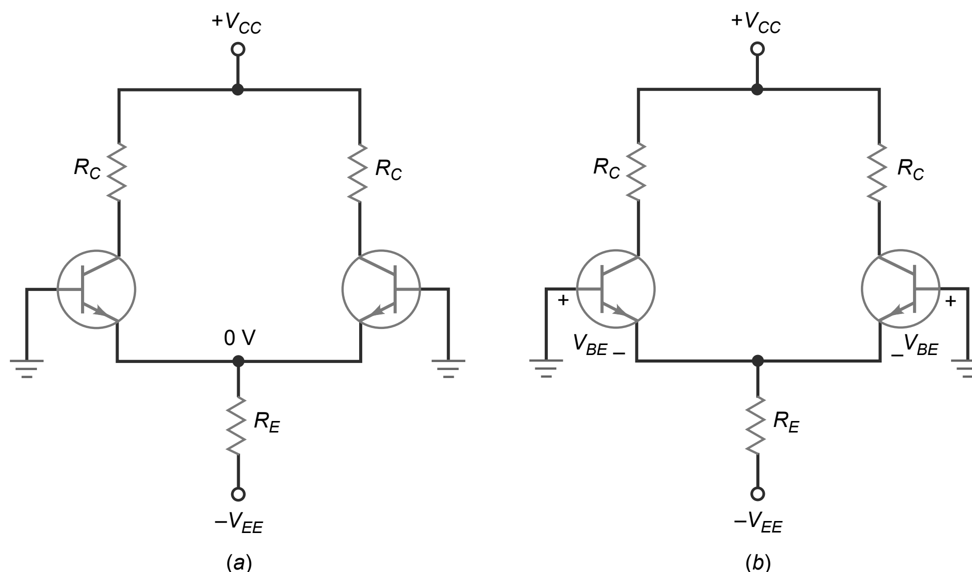
Análisis ideal

En la literatura inglesa, en ocasiones, al amplificador diferencial se le denomina *long-tail pair* (par de cola larga) porque los dos transistores comparten una resistencia común R_E. La corriente que circula por esta resistencia común se denomina **corriente de cola** (*tail current*). Si ignoramos la caída V_{BE} en los diodos de emisor de la Figura 17.5*a*, entonces la resistencia de emisor es idealmente un punto de tierra de continua. En este caso, toda la tensión V_{EE} cae en R_E y la corriente de cola es:

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E} \tag{17.5}$$

Esta ecuación resulta útil en la localización de averías y en los análisis preliminares, porque proporciona de forma rápida el punto de interés, aquel en el que casi toda la tensión de alimentación de emisor aparece en la resistencia de emisor.

Figura 17.5 (*a*) Análisis de continua ideal. (*b*) Segunda aproximación.



Si las dos mitades del circuito de la Figura 17.5*a* están perfectamente adaptadas, la corriente de cola se divide en dos mitades iguales. Por tanto, cada transistor tendrá una corriente de emisor de:

$$I_E = \frac{I_T}{2} \tag{17.6}$$

La tensión continua en cualquiera de los colectores estará dada por la siguiente familiar ecuación:

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \tag{17.7}$$

Segunda aproximación

Podemos mejorar el análisis de continua incluyendo la caída V_{BE} en cada diodo de emisor. En la Figura 17.5*b*, la tensión en el extremo superior de la resistencia de emisor es una caída de tensión V_{BE} por debajo de tierra. Por tanto, la corriente de cola es:

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \tag{17.8}$$

donde $V_{BE} = 0{,}7$ V para los transistores de silicio.

Efecto de las resistencias de base en la corriente de cola

En la Figura 17.5*b*, por simplicidad, ambas bases están puestas a tierra. Si se utilizan resistencias de base, tendremos un efecto despreciable sobre la corriente de cola en un amplificador diferencial bien diseñado. Veamos por qué: cuando se incluyen las resistencias de base en el análisis, la ecuación para la corriente de cola es:

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B/2\beta_{dc}}$$

En cualquier diseño práctico, $R_B/2\beta_{dc}$ es menor que el 1 por ciento de R_E. Por esto, resulta preferible emplear la Ecuación (17.5) o la Ecuación (17.8) para calcular la corriente de cola.

Aunque las resistencias de base tienen un efecto despreciable sobre la corriente de cola, pueden producir tensiones de error de entrada cuando las dos mitades del amplificador diferencial no son perfectamente simétricas. Veremos estas tensiones de error de entrada en una sección posterior.

Ejemplo 17.1

¿Cuáles son las tensiones y corrientes ideales en el circuito de la Figura 17.6*a*?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (17.5) obtenemos la corriente de cola:

$$I_T = \frac{15 \text{ V}}{7{,}5 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

La corriente por cada uno de los emisores es igual a la mitad de la corriente de cola:

$$I_E = \frac{2 \text{ mA}}{2} = 1 \text{ mA}$$

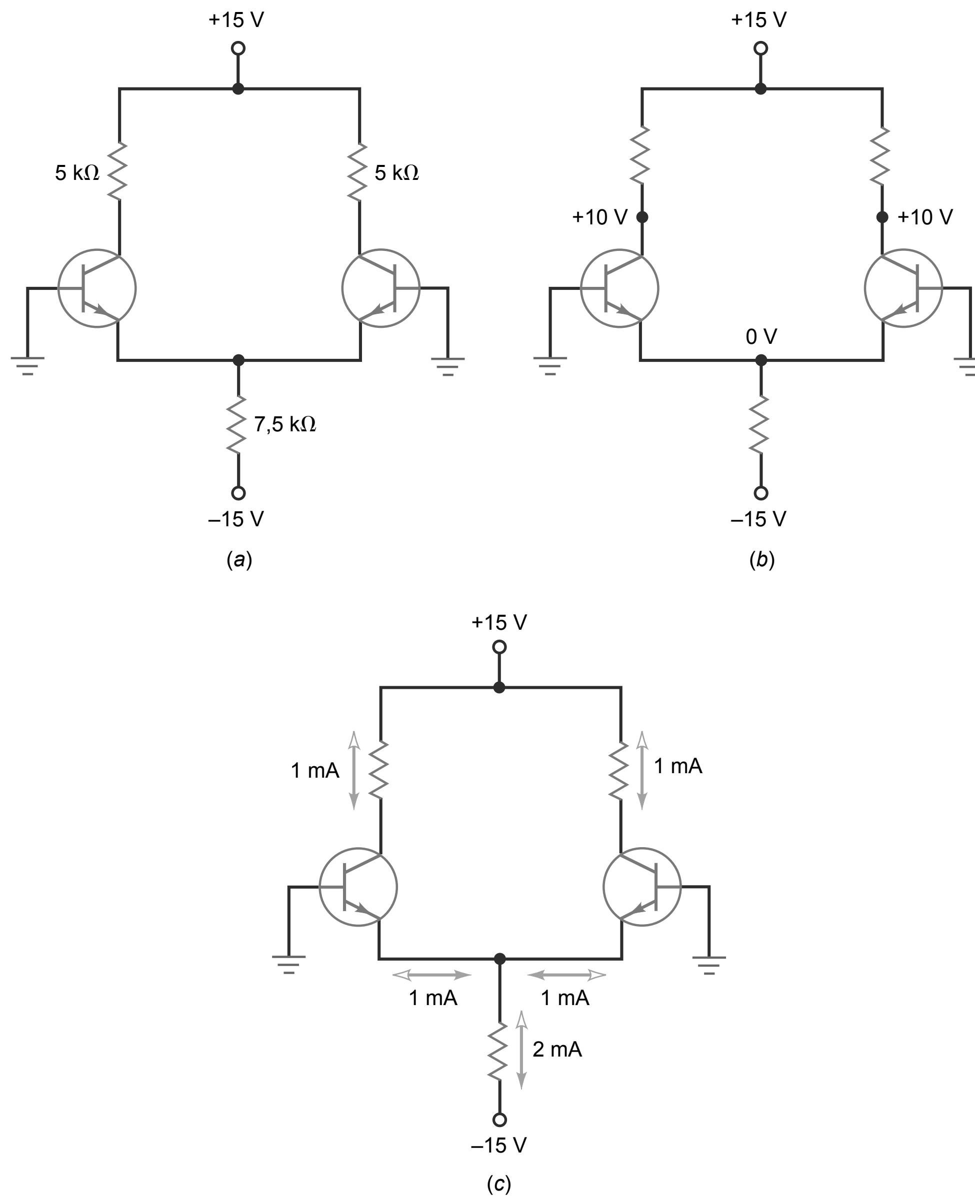
En cada uno de los colectores tenemos una tensión en reposo aproximadamente igual a:

$$V_C = 15 \text{ V} - (1 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) = 10 \text{ V}$$

La Figura 17.6*b* muestra las tensiones continuas y la Figura 17.6*c* muestra las corrientes. *Nota:* las flechas estándar indican la dirección de flujo convencional y las flechas de trazos indican el flujo de electrones.

PROBLEMA PRÁCTICO 17.1 En el circuito de la Figura 17.6*a,* cambie R_E a 5 kΩ y calcule las corrientes y las tensiones ideales.

Figura 17.6 Ejemplo.



Ejemplo 17.2

Calcule de nuevo las corrientes y tensiones del circuito de la Figura 17.6*a* utilizando la segunda aproximación.

SOLUCIÓN La corriente de cola es:

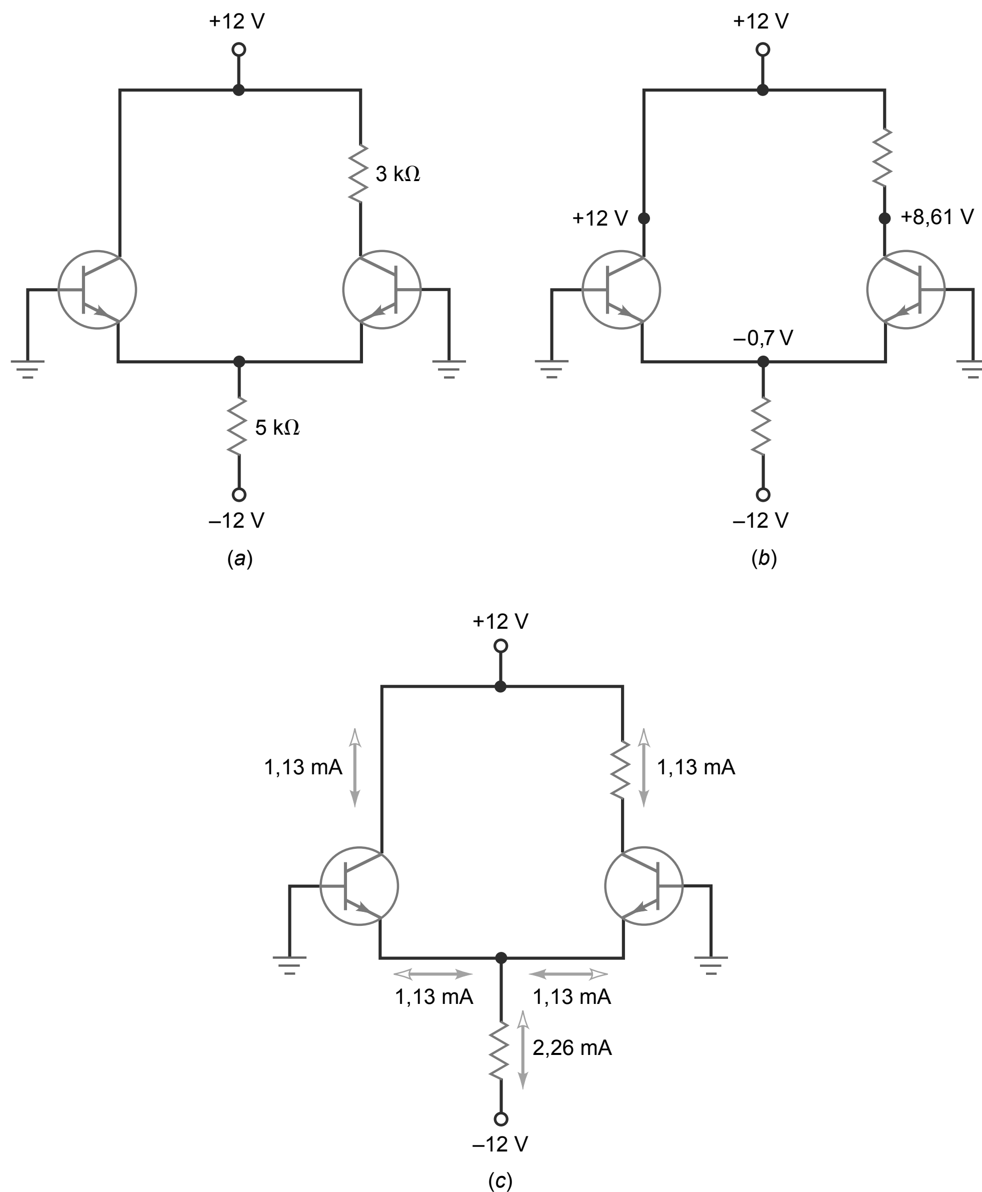
$$I_T = \frac{15\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{7{,}5\ \text{k}\Omega} = 1{,}91\ \text{mA}$$

La corriente por cada uno de los emisores es la mitad de la corriente de cola:

$$I_E = \frac{1{,}91\ \text{mA}}{2} = 0{,}955\ \text{mA}$$

y la tensión de reposo en cada uno de los colectores es:

Figura 17.7 Ejemplo.



$V_C = 15\text{ V} - (0{,}955\text{ mA})(5\text{ k}\Omega) = 10{,}2\text{ V}$

Como puede verse, los resultados han variado sólo ligeramente usando la segunda aproximación. De hecho, si se monta este circuito y se prueba con un programa de simulación de circuitos, se obtienen los siguientes resultados para transistores 2N3904:

$I_T = 1{,}912\text{ mA}$

$I_E = 0{,}956\text{ mA}$

$I_C = 0{,}950\text{ mA}$

$V_C = 10{,}25\text{ V}$

Estos resultados son prácticamente los mismos que los obtenidos con la segunda aproximación y no difieren demasiado de los resultados ideales. Por tanto, el análisis ideal es adecuado para muchas situaciones. Si necesita una precisión mayor, utilice la segunda aproximación o realice un análisis con un simulador de circuitos.

PROBLEMA PRÁCTICO 17.2 Repita el Ejemplo 17.2 con una resistencia de emisor de 5 kΩ.

Ejemplo 17.3

¿Cuáles son las corrientes y las tensiones en el circuito con salida asimétrica de la Figura 17.7*a*?

SOLUCIÓN Idealmente, la corriente de cola es:

$$I_T = \frac{12\text{ V}}{5\text{ k}\Omega} = 2{,}4\text{ mA}$$

La corriente por cada uno de los emisores es la mitad de la corriente de cola:

$$I_E = \frac{2{,}4\text{ mA}}{2} = 1{,}2\text{ mA}$$

El colector de la derecha tiene una tensión de reposo aproximadamente igual a:

$$V_C = 12\text{ V} - (1{,}2\text{ mA})(3\text{ k}\Omega) = 8{,}4\text{ V}$$

y la tensión en el colector de la izquierda es igual a 12 V.

Con la segunda aproximación, obtenemos:

$$I_T = \frac{12\text{ V} - 0{,}7\text{ V}}{5\text{ k}\Omega} = 2{,}26\text{ mA}$$

$$I_E = \frac{2{,}26\text{ mA}}{2} = 1{,}13\text{ mA}$$

$$V_C = 12\text{ V} - (1{,}13\text{ mA})(3\text{ k}\Omega) = 8{,}61\text{ V}$$

La Figura 17.7*b* muestra las tensiones continuas y la Figura 17.7 *c* muestra las corrientes para la segunda aproximación.

PROBLEMA PRÁCTICO 17.3 En la Figura 17.7*a,* cambie el valor de R_E a 3 kΩ. Determine las corrientes y tensiones aplicando la segunda aproximación.

17.3 Análisis en alterna de un amplificador diferencial

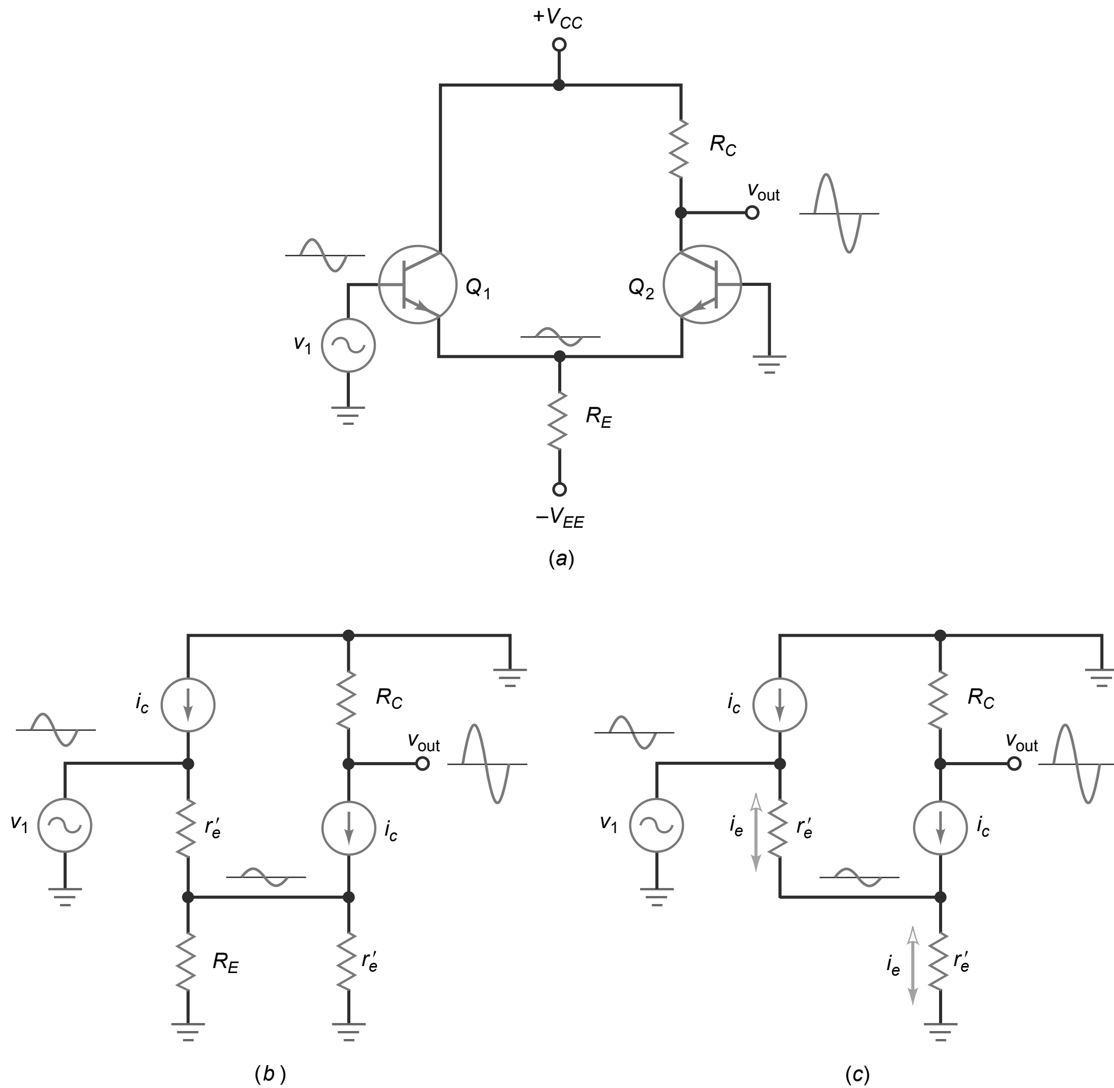
En esta sección vamos a deducir la ecuación de la ganancia de tensión de un amplificador diferencial. Empezaremos por la configuración más sencilla: entrada no inversora y salida asimétrica. Después de obtener la expresión de la ganancia de tensión para esta configuración, generalizaremos los resultados a las restantes configuraciones.

Teoría de funcionamiento

La Figura 17.8*a* muestra una entrada no inversora y una salida asimétrica (un único terminal). Con una R_E grande, la corriente de cola es casi constante cuando se aplica una señal alterna pequeña. Por tanto, las dos mitades del amplificador diferencial responden de manera complementaria a la entrada no inversora. En otras palabras, un aumento en la corriente de emisor de Q_1 produce una disminución en la corriente de emisor de Q_2. Inversamente, una disminución en la corriente de emisor de Q_1 produce un aumento en la corriente de emisor de Q_2.

En la Figura 17.8*a*, el transistor Q_1 se comporta como un seguidor de emisor que genera una tensión alterna en la resistencia de emisor. Esta tensión alterna es la mitad de la tensión de entrada v_1. En el semiciclo positivo de la tensión de entrada, la corriente de emisor de Q_1 aumenta, la corriente de emisor de Q_2 disminuye y la tensión de colector de Q_2 aumenta. Del mismo modo, en el semiciclo negativo de la tensión de entrada, la corriente de entrada de Q_1 disminuye, la corriente de emisor de Q_2 aumenta y la tensión de colector de Q_2 disminuye. Por tanto, la onda sinusoidal de salida amplificada está en fase con la entrada no inversora.

Figura 17.8 (*a*) Entrada no inversora y salida asimétrica. (*b*) Circuito equivalente de alterna. (*c*) Circuito equivalente de alterna simplificado.



Ganancia con salida asimétrica

La Figura 17.8*b* muestra el circuito equivalente de alterna. Observe que cada transistor tiene una r'_e. Además, la resistencia de polarización R_E está en paralelo con la r'_e del transistor de la derecha. En cualquier diseño práctico, R_E es mucho mayor que r'_e; por tanto, podemos ignorar R_E en un análisis preliminar.

La Figura 17.8*c* muestra el circuito equivalente simplificado. Observe que la tensión de entrada v_1 cae en la primera resistencia r'_e que está en serie con la segunda r'_e. Dado que estas dos resistencias son iguales, las tensiones que caen en cada una de ellas es la mitad de la tensión de entrada; por tanto, la tensión alterna que cae en la resistencia de cola de la Figura 17.8*a* es la mitad de la tensión de entrada.

En la Figura 17.8*c*, la tensión alterna de salida es:

$$v_{\text{out}} = i_c R_C$$

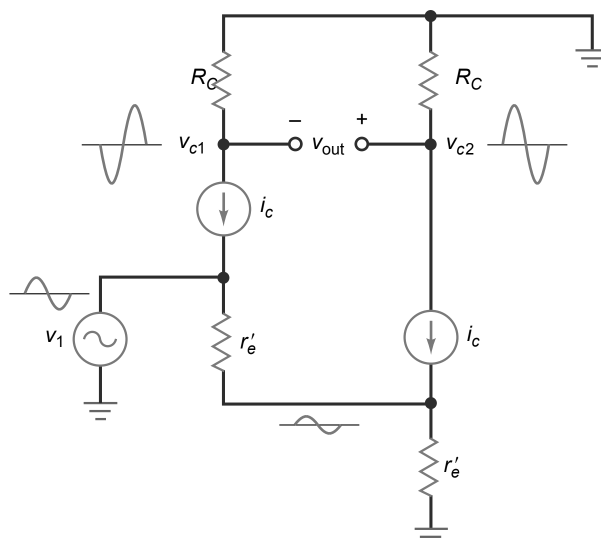
y la tensión alterna de entrada es:

$$v_{\text{in}} = i_e r'_e + i_e r'_e = 2 i_e r'_e$$

Dividiendo v_{out} entre v_{in} obtenemos la ganancia de tensión:

$$\textbf{Salida asimétrica: } A_v = \frac{R_C}{2r'_e} \qquad \textbf{(17.9)}$$

Figura 17.9 Entrada no inversora y salida diferencial.



Un último comentario: en el circuito de la Figura 17.8*a* existe una tensión continua en el punto de reposo V_C en el terminal de salida. Esta tensión no forma parte de la señal alterna. La tensión alterna v_{out} es cualquier variación de la tensión de reposo. En un amplificador operacional, la tensión continua en reposo se elimina en una etapa posterior ya que no es importante.

Ganancia con salida diferencial

La Figura 17.9 muestra el circuito equivalente de alterna para una entrada no inversora y una salida diferencial. El análisis es prácticamente idéntico al ejemplo anterior, excepto en que la tensión de salida es el doble, ya que hay dos resistencias de colector:

$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1} = i_c R_C - (-i_c R_C) = 2i_c R_C$$

(*Nota:* el segundo signo menos aparece porque la señal v_{c1} está desfasada 180° con respecto a v_{c2}, como se muestra en la Figura 17.9.)

La tensión alterna de entrada continúa siendo igual a:

$$v_{in} = 2i_e r'_e$$

Dividiendo la tensión de salida entre la tensión de entrada obtenemos la ganancia de tensión:

$$\textbf{Salida diferencial: } A_v = \frac{R_C}{r'_e} \qquad \textbf{(17.10)}$$

Esta expresión es fácil de recordar porque es la misma que la ganancia de tensión de una etapa en emisor común.

Configuraciones con entrada inversora

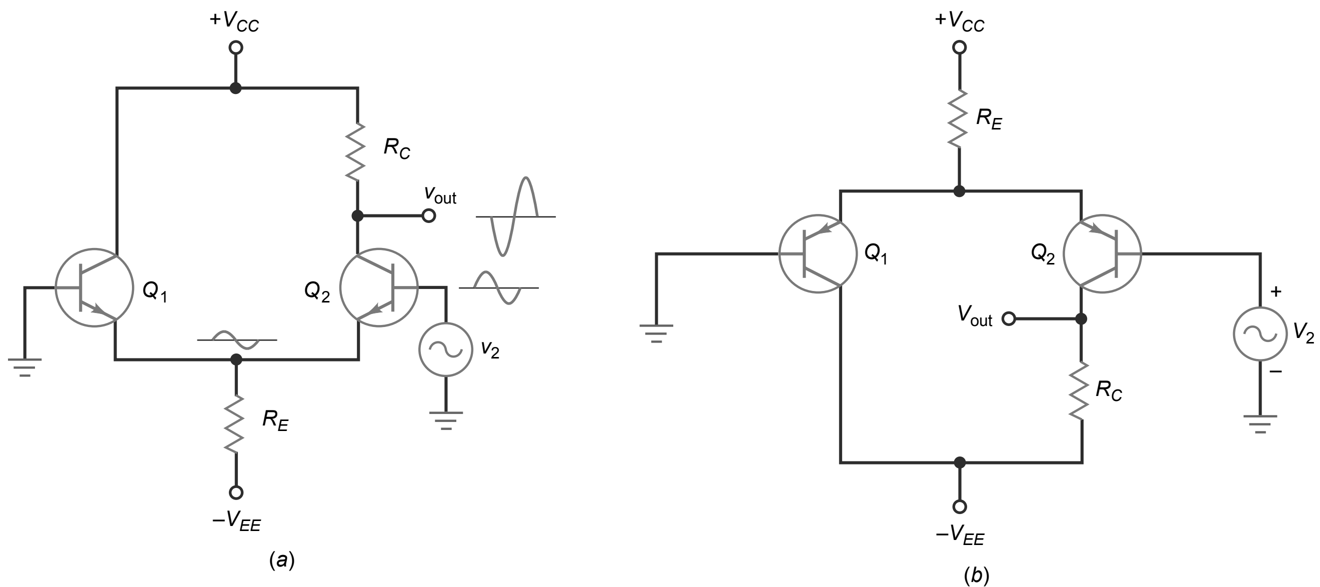
La Figura 17.10*a* muestra una entrada inversora y salida asimétrica. El análisis en alterna es casi idéntico al análisis con entrada no inversora. En este circuito, la entrada inversora v_2 produce una tensión alterna amplificada e invertida en la salida. La resistencia r'_e de cada transistor sigue formando parte de un divisor de tensión en el circuito equivalente de alterna. Por tanto, la tensión alterna en R_E es la mitad de la tensión de la entrada inversora. Si se utiliza una salida diferencial, la ganancia de tensión es el doble como mucho, como se ha establecido anteriormente.

El amplificador diferencial de la Figura 17.10*b* es una versión *pnp* invertida de la configuración mostrada en la Figura 17.10*a*. Como se ha explicado en el Capítulo 8, los transistores *pnp* se utilizan a menudo en los circuitos de transistores con fuentes de alimentación positivas. Estos transistores *pnp* se montan en una configuración invertida. Al igual que con las versiones *npn*, las entradas y salidas pueden ser diferenciales o asimétricas.

Configuraciones con entrada diferencial

Las configuraciones con entrada diferencial tienen ambas entradas activas al mismo tiempo. El análisis en alterna se puede simplificar utilizando el teorema de superposición de la manera siguiente: puesto que sabemos cómo se

Figura 17.10 (*a*) Entrada inversora con salida asimétrica. (*b*) Versión *pnp*.



comporta un amplificador diferencial con entradas no inversora e inversora, podemos combinar los dos resultados para obtener las ecuaciones correspondientes a las configuraciones con entrada diferencial.

La tensión de salida para una entrada no inversora es:

$$A_v(v_1)$$

y la tensión de salida para una entrada inversora es:

$$v_{out} = -A_v(v_2)$$

Combinando los dos resultados, obtenemos la ecuación para una entrada diferencial:

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2)$$

Tabla de ganancias de tensión

La Tabla 17.2 resume las ganancias de tensión para las configuraciones del amplificador diferencial. Como puede ver, la ganancia de tensión es máxima con una salida diferencial. La ganancia de tensión se reduce a la mitad cuando se utiliza una salida asimétrica, es decir, un único terminal de salida. Además, cuando se utiliza la salida asimétrica, la entrada puede ser no inversora e inversora.

Impedancia de entrada

En una etapa en emisor común, la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in} = \beta r'_e$$

En un amplificador diferencial, la impedancia de entrada de cualquier base es dos veces más grande:

Tabla 17.2 Ganancias de tensión del amplificador diferencial

Entrada	Salida	A_v	v_{out}
Diferencial	Diferencial	R_C/r'_e	$A_v(v_1 - v_2)$
Diferencial	Asimétrica	$R_C/2r'_e$	$A_v(v_1 - v_2)$
Asimétrica	Diferencial	R_C/r'_e	$A_v v_1$ o $-A_v v_2$
Asimétrica	Asimétrica	$R_C/2r'_e$	$A_v v_1$ o $-A_v v_2$

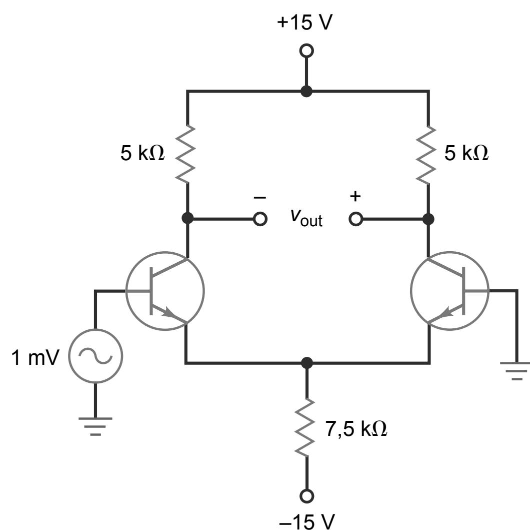
$$z_{in} = 2\beta r'_e \tag{17.11}$$

La impedancia de entrada de un amplificador diferencial es dos veces más grande porque hay dos resistencias de emisor en alterna r'_e en el circuito equivalente de alterna en lugar de una. La Ecuación (17.11) es válida para todas las configuraciones, ya que cualquier señal alterna de entrada ve dos resistencias de emisor en alterna en el camino entre la base y tierra.

Ejemplo 17.4

En la Figura 17.11, ¿Cuál es la tensión alterna de salida? Si $\beta = 300$, ¿cuál es la impedancia de entrada del amplificador diferencial?

Figura 17.11 Ejemplo.



SOLUCIÓN En el Ejemplo 17.1 hemos analizado el circuito equivalente de continua. Idealmente, caen 15 V en la resistencia de emisor, produciendo una corriente de cola de 2 mA, lo que significa que la corriente continua de emisor en cada transistor es:

$$I_E = 1\text{ mA}$$

Ahora podemos calcular la resistencia de emisor en alterna:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{1\text{ mA}} = 25\ \Omega$$

La ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{5\text{ k}\Omega}{25\text{ V}} = 200$$

La tensión alterna de salida es:

$$v_{out} = 200(1\text{ mV}) = 200\text{ mV}$$

y la impedancia de entrada del amplificador diferencial es:

$$z_{in(base)} = 2(300)(25\ \Omega) = 15\text{ k}\Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 17.4 Repita el Ejemplo 17.4 cambiando el valor de R_E a 5 kΩ.

Ejemplo 17.5

Repita el ejemplo anterior utilizando la segunda aproximación para calcular la corriente de emisor en el punto de reposo.

SOLUCIÓN En el Ejemplo 17.2 hemos calculado la corriente continua de emisor:

$$I_E = 0{,}955\text{ mA}$$

La resistencia de emisor en alterna es:

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{0{,}955\text{ mA}} = 26{,}2\ \Omega$$

Dado que el circuito tiene una salida diferencial, la ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{5\text{ k}\Omega}{26{,}2\ \Omega} = 191$$

La tensión alterna de salida es:

$v_{out} = 191(1 \text{ mV}) = 191 \text{ mV}$

y la impedancia de entrada del amplificador diferencial es:

$z_{in(base)} = 2(300)(26{,}2\ \Omega) = 15{,}7\ \text{k}\Omega$

Si se simula el circuito con un programa de simulación, se obtienen los siguientes resultados con transistores 2N3904:

$v_{out} = 172 \text{ mV}$

$z_{in(base)} = 13{,}4\ \text{k}\Omega$

La tensión de salida y la impedancia de entrada que se obtiene con el programa de simulación de circuitos son ligeramente menores que los valores calculados. Cuando se utilizan componentes específicos para los transistores, el programa de simulación carga todos los parámetros del transistor de orden superior que generan resultados prácticamente exactos. Por tanto, debe emplearse una computadora si se necesita una alta precisión en los cálculos. En cualquier otro caso, podrán aplicarse los métodos de análisis mediante aproximaciones.

Ejemplo 17.6

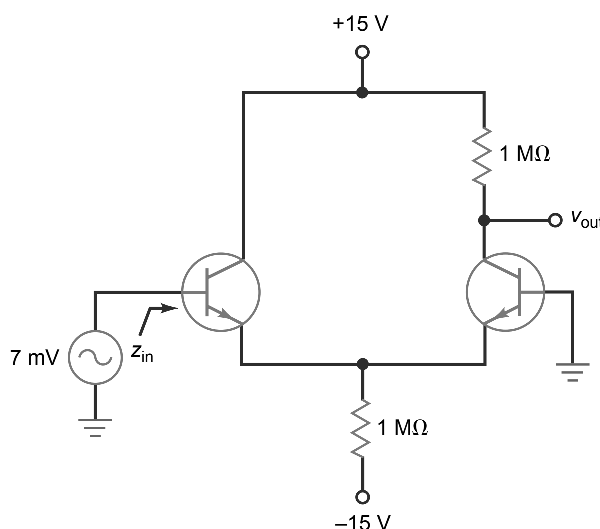
Repita el Ejemplo 17.4 para $v_2 = 1$ mV y $v_1 = 0$.

SOLUCIÓN En lugar de excitar la entrada no inversora, ahora excitaremos la entrada inversora. Idealmente, la tensión de salida tendrá el mismo módulo, 200 mV, pero estará invertida. La impedancia de entrada es aproximadamente igual a 15 kΩ.

Ejemplo 17.7

¿Cuál es la tensión alterna de salida en el circuito de la Figura 17.12? Si $\beta = 300$, ¿cuál es la impedancia de entrada del amplificador diferencial?

Figura 17.12 Ejemplo.



SOLUCIÓN Idealmente, caen 15 V en la resistencia de emisor, por lo que la corriente de cola es:

$$I_T = \frac{15 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega} = 15\ \mu\text{A}$$

Puesto que la corriente de emisor en cada transistor es la mitad de la corriente de cola:

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{7{,}5\ \mu\text{A}} = 3{,}33\ \text{k}\Omega$$

La ganancia de tensión para la salida asimétrica es:

$$A_v = \frac{1 \text{ M}\Omega}{2(3{,}33\ \text{k}\Omega)} = 150$$

La tensión alterna de salida es:

$$v_{out} = 150(7 \text{ mV}) = 1{,}05 \text{ V}$$

y la impedancia de entrada de la base es:

$$z_{in} = 2(300)(3{,}33\ \text{k}\Omega) = 2\ \text{M}\Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 17.7 Repita el Ejemplo 17.7 cambiando el valor de R_E a 500 kΩ.

17.4 Características de entrada de un amplificador operacional

Suponer una simetría perfecta en un amplificador diferencial es una buena aproximación en muchas aplicaciones. pero en aplicaciones de precisión, ya no podemos tratar las dos mitades de un amplificador diferencial como idénticas. Hay tres características en la hoja de características de todo amplificador operacional que un diseñador utiliza cuando se necesitan resultados precisos: la corriente de polarización de entrada, la corriente de *offset* de entrada y la tensión de *offset* de entrada.

INFORMACIÓN ÚTIL

Un amplificador operacional que utiliza transistores JFET en el amplificador diferencial de entrada y transistores bipolares en las etapas siguientes se denomina *amplificador operacional bi-FET.*

Corriente de polarización de entrada

En un amplificador operacional integrado, la β_{dc} de cada transistor de la primera etapa es ligeramente diferente, lo que significa que las corrientes de base en el circuito de la Figura 17.13 serán ligeramente distintas. La **corriente de polarización de entrada** se define como la media de las corrientes continuas de base:

$$\boldsymbol{I_{\text{in(polarización)}} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}} \qquad \textbf{(17.12)}$$

Por ejemplo, si $I_{B1} = 90$ nA e $I_{B2} = 70$ nA, la corriente de polarización de entrada es:

$$I_{\text{in(polarización)}} = \frac{90 \text{ nA} + 70 \text{ nA}}{2} = 80 \text{ nA}$$

En los amplificadores operacionales bipolares, la corriente de polarización de entrada típica es del orden de los nanoamperios. En los amplificadores operacionales que utilizan transistores JFET en el amplificador diferencial de entrada, la corriente de polarización de entrada es del orden de picoamperios.

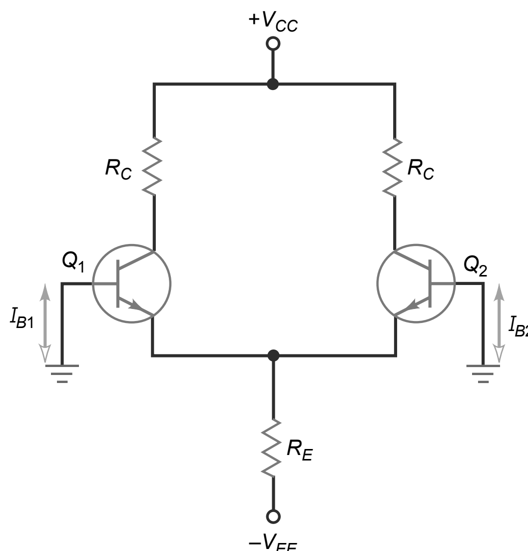
La corriente de polarización de entrada fluirá a través de las resistencias existentes entre las bases y tierra. Estas resistencias pueden ser resistencias discretas, o pueden ser la resistencia de Thevenin de las fuentes de entrada.

Corriente de *offset* de entrada

La **corriente de *offset* de entrada** se define como la diferencia de las corrientes continuas de base:

$$\boldsymbol{I_{\text{in(off)}} = I_{B1} - I_{B2}} \qquad \textbf{(17.13)}$$

Figura 17.13 Corrientes de base diferentes.



Esta diferencia en las corrientes de base indica el grado de adaptación de los transistores. Si los transistores son idénticos, la corriente de *offset* de entrada es igual a cero, ya que ambas corrientes de base serán iguales. Pero casi siempre, los dos transistores son ligeramente distintos y en consecuencia las corrientes de base son diferentes.

Por ejemplo, supongamos que $I_{B1} = 90$ nA e $I_{B2} = 70$ nA. Entonces:

$$I_{in(off)} = 90 \text{ nA} - 70 \text{ nA} = 20 \text{ nA}$$

El transistor Q_1 tiene una corriente de base 20 nA mayor que la corriente de base del transistor Q_2. Esto puede dar lugar a problemas cuando se utilizan resistencias de base grandes.

Corrientes de base y de *offset*

Reordenando las Ecuaciones (17.12) y (17.13), podemos derivar las dos ecuaciones siguientes para las corrientes de base:

$$\boldsymbol{I_{B1} = I_{in(polarización)} + \frac{I_{in(off)}}{2}} \qquad \textbf{(17.13a)}$$

$$\boldsymbol{I_{B2} = I_{in(polarización)} - \frac{I_{in(off)}}{2}} \qquad \textbf{(17.13b)}$$

Las hojas de característica siempre especifican $I_{in(polarización)}$ e $I_{in(off)}$, pero no I_{B1} e I_{B2}. Con estas ecuaciones, podemos calcular las corrientes de base. Estas ecuaciones suponen que I_{B1} es mayor que I_{B2}. Si I_{B2} es mayor que I_{B1}, basta con transponer las ecuaciones.

Efecto de la corriente de base

Algunos amplificadores diferenciales están configurados para trabajar con una resistencia de base sólo en un lado, como se muestra en la Figura 17.14*a*. A causa de la dirección de la corriente de base, esta corriente que fluye a través de R_B produce una tensión continua en la entrada no inversora de:

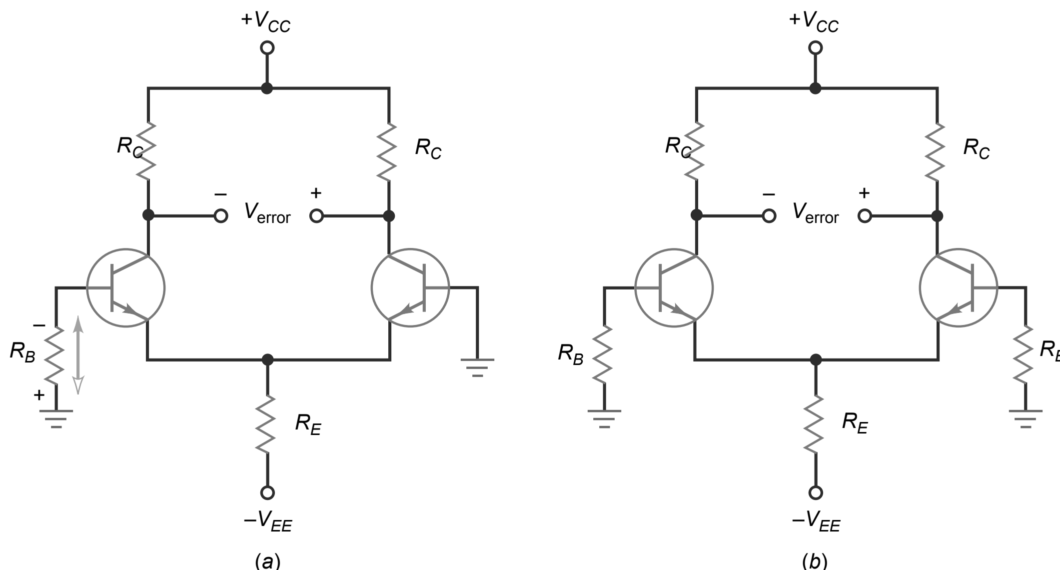
$$V_1 = - I_{B1}R_B$$

(*Nota:* aquí se utilizan letras mayúsculas para las tensiones continuas de error como V_1. Por simplicidad, trataremos V_1 como un valor absoluto. Esta tensión tiene el mismo efecto que una señal de entrada real. Cuando esta falsa señal se amplifica, aparece una tensión continua de error no deseada V_{error} en la salida, como se muestra en la Figura 17.14*a*.)

Por ejemplo, si una hoja de especificaciones proporciona $I_{in(polarización)} = 80$ nA e $I_{in(off)} = 20$ nA, las Ecuaciones (17.13a) y (17.13b) dan los resultados siguientes:

$$I_{B1} = 80 \text{ nA} + \frac{20 \text{ nA}}{2} = 90 \text{ nA} \qquad I_{B2} = 80 \text{ nA} - \frac{20 \text{ nA}}{2} = 70 \text{ nA}$$

Figura 17.14 (*a*) La resistencia de base produce una tensión de entrada no deseada. (*b*) Una resistencia de base igual en el otro lado reduce la tensión de error.



Si $R_B = 1$ kΩ, la entrada no inversora presentará una tensión de error de:

$$V_1 = (90 \text{ nA})(1 \text{ k}\Omega) = 90\ \mu\text{V}$$

Efecto de la corriente de *offset* de entrada

Una forma de reducir la tensión de error de salida consiste en utilizar una resistencia de base igual en el otro lado del amplificador diferencial, como se muestra en la Figura 17.14*b*. En este caso, disponemos de una entrada continua diferencial de valor:

$$V_{in} = I_{B1}R_B - I_{B2}R_B = (I_{B1} - I_{B2})R_B$$

o

$$\mathbf{V_{in} = I_{in(off)}R_B} \qquad \textbf{(17.14)}$$

Dado que $I_{in(off)}$ normalmente es menor que el 25 por ciento de $I_{in(polarización)}$, la tensión de error de entrada es mucho menor cuando se utilizan dos resistencias de base iguales. Por ello, frecuentemente, los diseñadores incluyen una resistencia de base igual en el lado opuesto del amplificador diferencial, como se indica en la Figura 17.14*b*.

Por ejemplo, si $I_{in(polarización)} = 80$ nA e $I_{in(off)} = 20$ nA, entonces una resistencia de base de 1 kΩ produce una tensión de error de entrada de:

$$V_{in} = (20 \text{ nA})(1 \text{ k}\Omega) = 20\ \mu\text{V}$$

Tensión de *offset* de entrada

Cuando un amplificador diferencial está integrado como primera etapa de un amplificador operacional, las dos mitades del circuito son casi pero no totalmente idénticas. Para empezar, las dos resistencias de colector pueden ser diferentes, como se muestra en la Figura 17.15*a*, por lo que aparecerá una tensión de error en la salida.

Otra fuente de error son las diferentes curvas V_{BE} de cada uno de los transistores. Por ejemplo, supongamos que las dos curvas base-emisor tienen la misma corriente, como se muestra en la Figura 17.15 *b*. Pero, puesto que las curvas son ligeramente diferentes, existe una diferencia entre los dos valores de V_{BE} correspondientes. Esta diferencia se suma a la tensión de error. Además de R_C y V_{BE}, hay otros parámetros del transistor que pueden ser algo distintos en cada mitad del amplificador diferencial.

La **tensión de *offset* de entrada** se define como la tensión de entrada que produciría la misma tensión de error de salida en un amplificador diferencial. Si lo expresamos en forma de ecuación:

$$\mathbf{V_{in(off)} = \frac{V_{error}}{A_v}} \qquad \textbf{(17.15)}$$

En esta ecuación, V_{error} no incluye los efectos de las corrientes de polarización y de *offset* de entrada, porque ambas bases están puestas a tierra cuando se mide V_{error}.

Por ejemplo, si un amplificador diferencial tiene una tensión de error de salida de 0,6V y una ganancia de tensión de 300, la tensión de *offset* de entrada es:

$$V_{in(off)} = \frac{0{,}6 \text{ V}}{300} = 2 \text{ mV}$$

La Figura 17.15*c* ilustra esta idea. Una tensión de *offset* de entrada de 2 mV excita a un amplificador diferencial que tiene una ganancia de tensión de 300 para producir una tensión de error de 0,6 V.

Efectos combinados

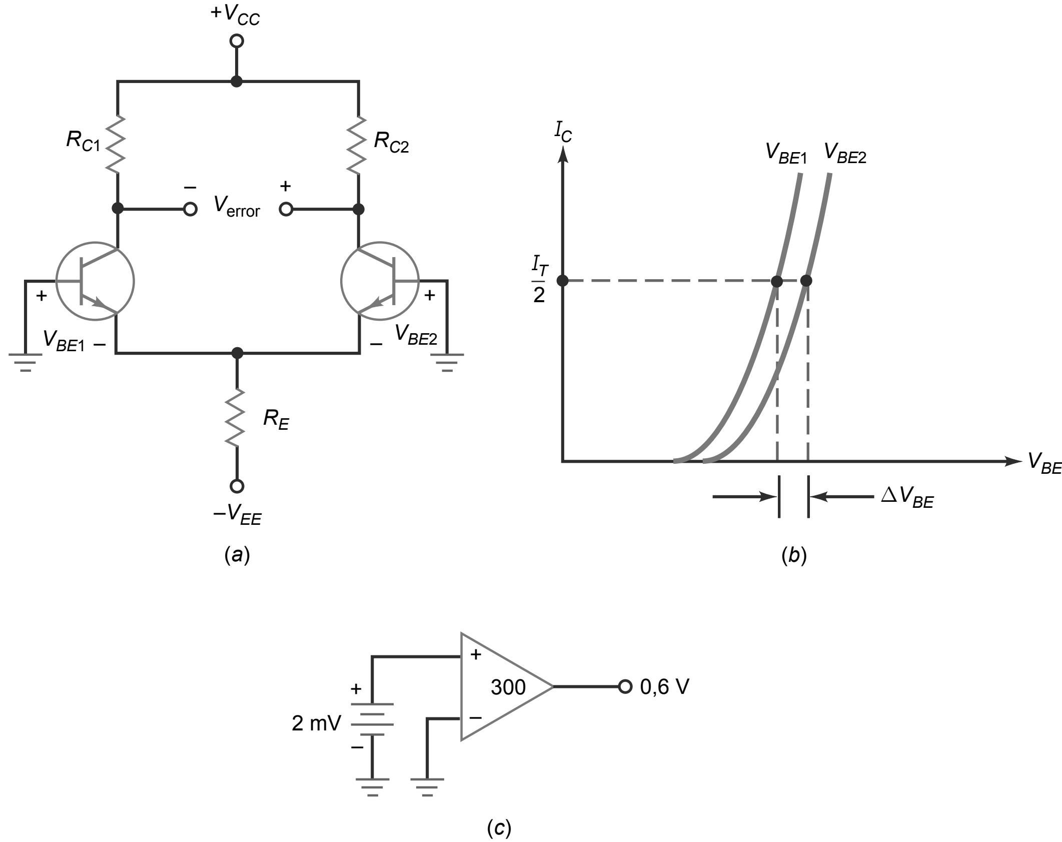
En la Figura 17.16, la tensión de salida es igual a la superposición de todos los efectos de entrada. En primer lugar, existe una entrada alterna ideal:

$$v_{in} = v_1 - v_2$$

que es lo que queremos. Se trata de la tensión procedente de las dos fuentes de entrada, la cual se amplifica para generar la salida alterna deseada:

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2)$$

Figura 17.15 (*a*) Resistencias de colector distintas producen un error cuando las bases están puestas a tierra. (*b*) Las curvas base-emisor distintas se suman al error. (*c*) La tensión de *offset* de entrada es equivalente a una tensión de entrada no deseada.



Además, tenemos las tres entradas continuas de error no deseadas. Aplicando las Ecuaciones (17.13 *a*) y (17.13*b*), podemos derivar las fórmulas siguientes:

$$V_{1error} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(polarización)} \tag{17.16}$$

$$V_{2error} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} \tag{17.17}$$

$$V_{3error} = V_{in(off)} \tag{17.18}$$

La ventaja de estas fórmulas es que utilizan $I_{in(polarización)}$ e $I_{in(off)}$, magnitudes que pueden obtenerse de la hoja de características. Los tres errores de continua se amplifican para generar la tensión de error de salida:

$$V_{error} = A_v(V_{1error} + V_{2error} + V_{3error}) \tag{17.19}$$

En muchos casos, V_{error} puede ignorarse, aunque esto dependerá de la aplicación. Por ejemplo, si estamos construyendo un amplificador de alterna, V_{error} puede no ser importante. Sólo cuando construyamos algún tipo de amplificador de continua de precisión, habrá que tener en cuenta la tensión V_{error}.

Resistencias de base iguales

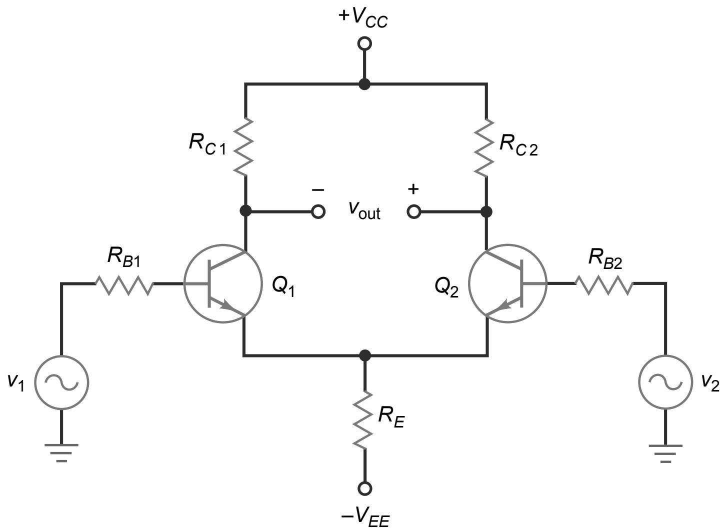
Cuando los errores de polarización y de *offset* no se pueden ignorar, tendremos que remediarlos de alguna manera. Como ya hemos dicho, una de las primeras cosas que un diseñador hará será utilizar resistencias de base iguales: $R_{B1} = R_{B2} = R_B$. Esto hace que las dos mitades del amplificador diferencial sean más parecidas ya que las Ecuaciones (17.16) hasta (17.19) se convierten en:

$$V_{1error} = 0$$

$$V_{2error} = R_B I_{in(off)}$$

$$V_{3error} = V_{in(off)}$$

Figura 17.16 La salida del amplificador diferencial incluye la señal deseada y la tensión de error.



Si es necesaria una compensación mayor, la mejor técnica consiste en utilizar los *circuitos de anulación* sugeridos en las hojas de características. Los fabricantes optimizan el diseño de estos circuitos de anulación, los cuales deberá utilizar si la tensión de error de entrada constituye un problema. En un capítulo posterior se estudiarán estos circuitos de anulación.

Conclusión

La Tabla 17.3 resume las causas que pueden producir una tensión de error de salida. En muchas aplicaciones, la tensión de error de salida es lo suficientemente pequeña como para poder ignorarla o bien no supone un problema en la aplicación en concreto. En las aplicaciones de precisión, en las que la tensión continua de salida es importante, se pueden aplicar algunos métodos de anulación para eliminar los efectos de la polarización y del *offset* de entrada. Habitualmente, los diseñadores anulan la salida aplicando los métodos sugeridos en la hoja de características del fabricante.

Tabla 17.3 Causas de la tensión de error de salida

Descripción	Causa	Solución
Corriente de polarización de entrada	Tensión en una única R_B	Utilizar una resistencia R_B igual en el otro lado
Corriente de *offset* de entrada	Ganancias de corriente distintas	Métodos de anulación sugeridos en la hoja de características
Tensión de *offset* de entrada	R_C y V_{BE} desiguales	Métodos de anulación sugeridos en la hoja de características

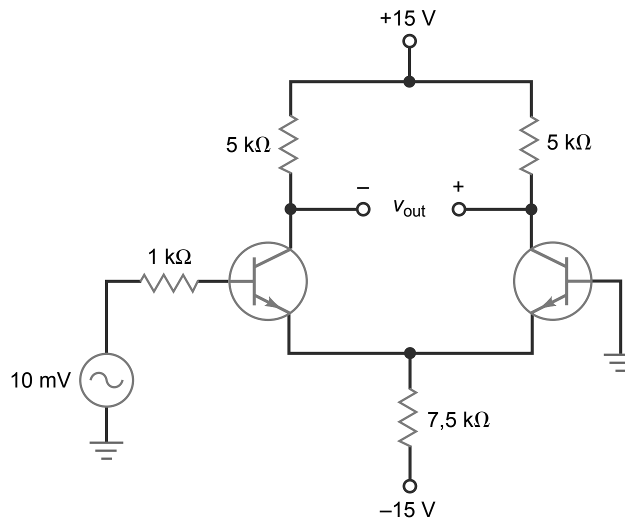
Ejemplo 17.8

El amplificador diferencial de la Figura 17.17 tiene $A_v = 200$, $I_{in(polarización)} = 3\ \mu A$, $I_{in(off)} = 0{,}5\ \mu A$ y $V_{in(off)} = 1\ mV$. ¿Cuál es la tensión de error de salida? Si se utiliza una resistencia de base adaptada, ¿cuál será la tensión de error de salida?

SOLUCIÓN Aplicando las Ecuaciones (17.16) a (17.18):

$$V_{1error} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(polarización)} = (1\ k\Omega)(3\ \mu A) = 3\ mV$$

Figura 17.17 Ejemplo.



$$V_{2error} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (1\ k\Omega)(0{,}25\ \mu A) = 0{,}25\ mV$$

$$V_{3error} = V_{in(off)} = 1\ mV$$

La tensión de error de salida es:

$$V_{error} = 200(3\ mV + 0{,}25\ mV + 1\ mV) = 850\ mV$$

Cuando se emplea una resistencia de base adaptada de 1 kΩ en la parte inversora,

$$V_{1error} = 0$$

$$V_{2error} = R_B I_{in(off)} = (1\ k\Omega)(0{,}5\ \mu A) = 0{,}5\ mV$$

$$V_{3error} = V_{in(off)} = 1\ mV$$

La tensión de error de salida es:

$$V_{error} = 200(0{,}5\ mV + 1\ mV) = 300\ mV$$

PROBLEMA PRÁCTICO 17.8 En la Figura 17.17, ¿cuál es la tensión de error de salida si el amplificador diferencial tiene una ganancia de tensión de 150?

Ejemplo 17.9

El amplificador diferencial de la Figura 17.18 tiene $A_v = 300$, $I_{in(polarización)} = 80$ nA, $I_{in(off)} = 20$ nA y $V_{in(off)} =$ 5 mV. ¿Cuál es la tensión de error de salida?

SOLUCIÓN El circuito utiliza resistencias de base iguales. Aplicando las ecuaciones anteriores:

$$V_{1error} = 0$$

$$V_{2error} = (10\ k\Omega)(20\ nA) = 0{,}2\ mV$$

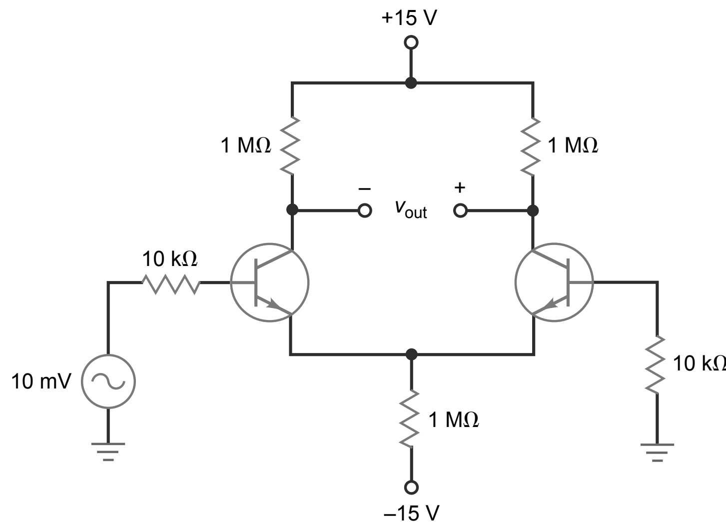
$$V_{3error} = 5\ mV$$

La tensión de error de salida es:

$$V_{error} = 300(0{,}2\ mV + 5\ mV) = 1{,}56\ V$$

PROBLEMA PRÁCTICO 17.9 Repita el Ejemplo 17.9 utilizando $I_{in(off)} = 10$ nA.

Figura 17.18 Ejemplo.



17.5 Ganancia en modo común

La Figura 17.19*a* muestra una entrada diferencial y una salida asimétrica (un único terminal). A cada una de las bases se aplica la misma tensión de entrada $v_{in(CM)}$. Esta tensión se denomina **señal en modo común**. Si el amplificador diferencial es perfectamente simétrico, no habrá tensión alterna de salida con una señal de entrada en modo común, porque $v_1 = v_2$. Cuando un amplificador diferencial no es perfectamente simétrico, habrá una pequeña tensión alterna de salida.

En la Figura 17.19*a*, se aplican tensiones iguales a las entradas no inversora e inversora. Nadie emplearía deliberadamente un amplificador diferencial de esta manera porque la tensión de salida, idealmente, es cero. La razón de hablar de este tipo de entrada es porque las tensiones estáticas, las interferencias y otras clases de señales no deseables son señales en modo común.

Veamos cómo aparece una señal en modo común: los cables de conexión en las bases de los transistores de entrada se comportan como pequeñas antenas. Si el amplificador diferencial está trabajando en un entorno con

Figura 17.19 (*a*) Señal de entrada en modo común. (*b*) Circuito equivalente.

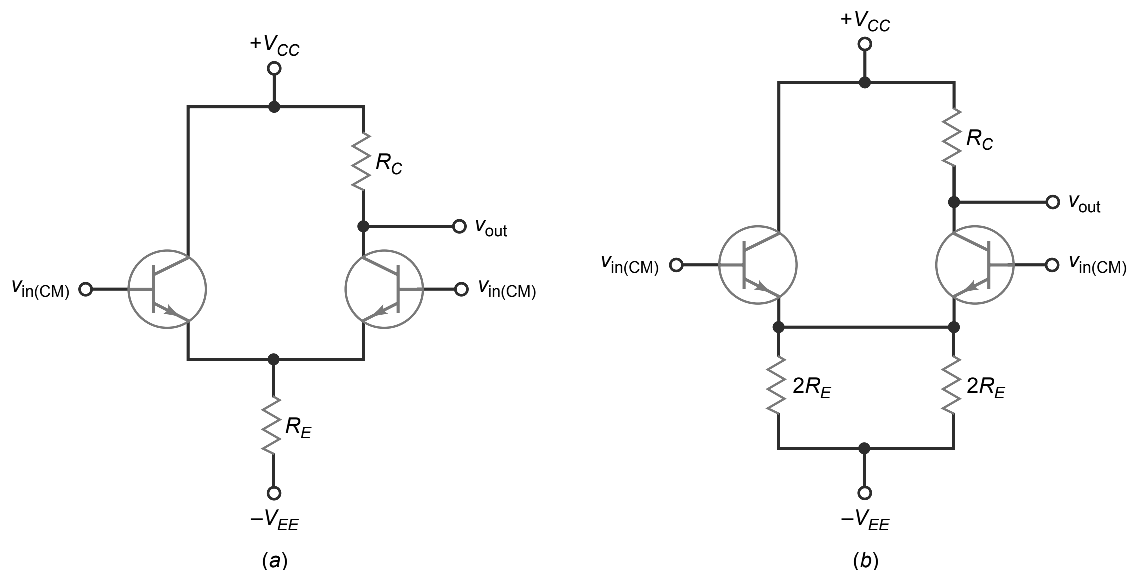
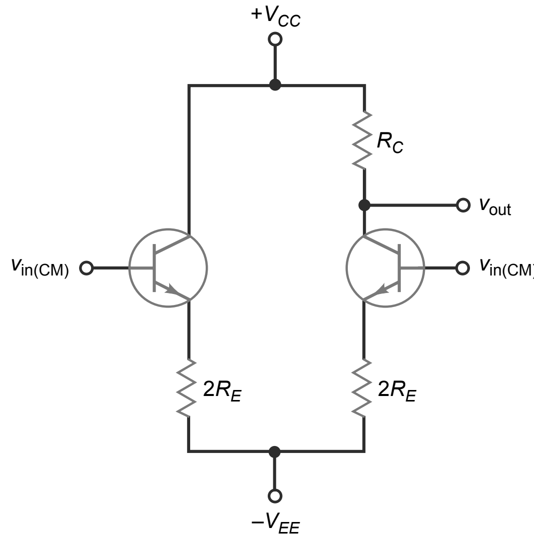


Figura 17.20 La parte de la derecha se comporta como un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar con la entrada en modo común.



muchas interferencias electromagnéticas, cada base se comporta como una pequeña antena y capta una tensión de señal no deseada. Una de las razones por las que el amplificador diferencial es tan popular es porque discrimina estas señales en modo común. En otras palabras, un amplificador diferencial no amplifica las señales en modo común.

He aquí una forma sencilla de hallar la ganancia de tensión para una señal en modo común: podemos dibujar de nuevo el circuito como se muestra en la Figura 17.19*b*. Dado que tensiones iguales $v_{in(CM)}$ excitan ambas entradas a la vez, apenas circulará corriente por el cable que une los emisores. Por tanto, podemos disponer el circuito como se muestra en la Figura 17.20.

Con una señal en modo común, la parte derecha del circuito es equivalente a un amplificador en emisor común con resistencia de emisor sin desacoplar. Puesto que R_E siempre es mucho mayor que r'_e, la ganancia de tensión en modo común es aproximadamente:

$$A_{v(CM)} = \frac{R_C}{2R_E} \qquad (17.20)$$

Para valores típicos de R_C y R_E, la ganancia de tensión en modo común normalmente es menor que 1.

Factor de rechazo en modo común

El **factor de rechazo en modo común (CMRR, *common-mode rejection ratio*)** se define como la ganancia de tensión dividida entre la ganancia de tensión en modo común, lo que se expresa del siguiente modo:

$$\text{CMRR} = \frac{A_v}{A_{v(CM)}} \qquad (17.21)$$

Por ejemplo, si $A_v = 200$ y $A_{v(CM)} = 0{,}5$, CMRR = 400.

Cuanto mayor sea el factor CMRR, mejor. Un alto factor CMRR indica que el amplificador diferencial está amplificando la señal deseada y discriminando la señal en modo común.

Las hojas de características normalmente especifican el CMRR en decibelios, utilizando la siguiente fórmula para pasar a decibelios:

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log \text{CMRR} \qquad (17.22)$$

Por ejemplo, si el CMRR = 400:

$$\text{CMRR}_{dB} = 20 \log 400 = 52 \text{ dB}$$

Ejemplo 17.10

En el circuito de la Figura 17.21, ¿cuál es la ganancia de tensión en modo común? ¿Y la tensión de salida?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (17.20), obtenemos:

$$A_{v(\text{CM})} = \frac{1\ \text{M}\Omega}{2\ \text{M}\Omega} = 0{,}5$$

La tensión de salida es:

$$v_{\text{out}} = 0{,}5(1\ \text{mV}) = 0{,}5\ \text{mV}$$

Como puede verse, el amplificador diferencial atenúa (debilita) la señal en modo común en lugar de amplificarla.

PROBLEMA PRÁCTICO 17.10 Repita el Ejemplo 17.10 cambiando el valor de R_E a 2 MΩ.

Ejemplo 17.11

En la Figura 17.22, $A_v = 150$, $A_{v(\text{CM})} = 0{,}5$ y $v_{\text{in}} = 1$ mV. Si los terminales de las bases están captando una señal en modo común de 1 mV, ¿cuál será la tensión de salida?

SOLUCIÓN La entrada tiene dos componentes: la señal deseada y una señal en modo comúnAmbas señales tienen la misma amplitud. La componente deseada se amplifica para generar una salida de:

$$v_{\text{out1}} = 150(1\ \text{mV}) = 150\ \text{mV}$$

La señal en modo común es atenuada y genera una salida de:

$$v_{\text{out2}} = 0{,}5(1\ \text{mV}) = 0{,}5\ \text{mV}$$

La salida total es la suma de estas dos componentes:

$$v_{\text{out}} = v_{\text{out1}} + v_{\text{out2}}$$

La salida contiene ambas componentes, pero la componente deseada es 300 veces más grande que la componente no deseada.

Este ejemplo muestra por qué el amplificador diferencial es útil como etapa de entrada de un amplificador operacional: atenúa la señal en modo común. Esto constituye una ventaja destacable sobre el amplificador en emisor común ordinario, el cual amplifica una señal parásita de la misma forma que amplifica la señal deseada.

Figura 17.21 Ejemplo.

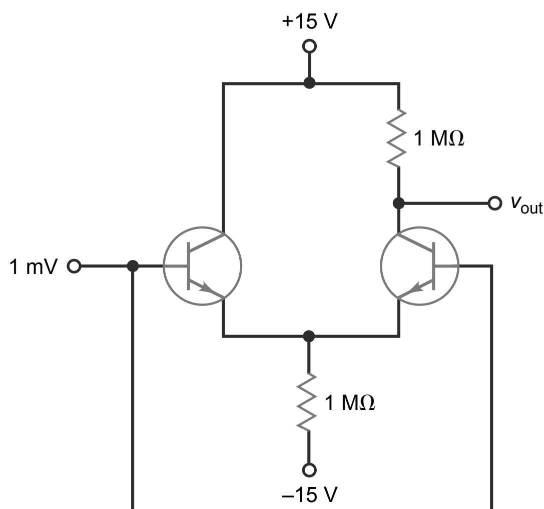
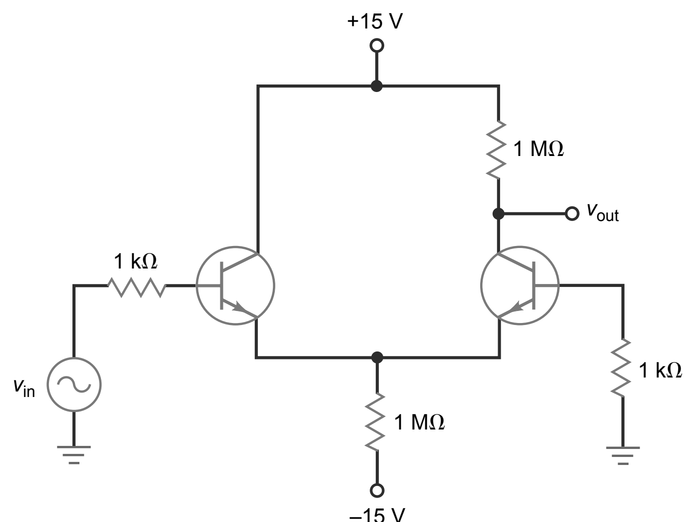


Figura 17.22 Ejemplo.



PROBLEMA PRÁCTICO 17.11 En la Figura 17.22, cambie A_v a 200 y calcule la tensión de salida.

Ejemplo 17.12

Un 741 es un amplificador operacional con $A_v = 200.000$ y $CMRR_{dB} = 90$ dB. ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común? Si tanto la señal deseada como la señal en modo común tienen un valor de 1μV, ¿cuál será la tensión de salida?

SOLUCIÓN

$$CMRR = \text{antilog}\,\frac{90\,\text{dB}}{20} = 31.600$$

Reordenando la Ecuación (17.21):

$$A_{v(CM)} = \frac{A_v}{CMRR} = \frac{200.000}{31.600} = 6{,}32$$

La componente de salida deseada es:

$$v_{out1} = 200.000(1\ \mu V) = 0{,}2\ V$$

La salida en modo común es:

$$v_{out2} = 6{,}32(1\ \mu V) = 6{,}32\ \mu V$$

Como se puede ver, la salida deseada es mucho más grande que la salida en modo común.

PROBLEMA PRÁCTICO 17.12 Repita el Ejemplo 17.12 utilizando una ganancia para el amplificador operacional de 100.000.

17.6 Circuitos integrados

La invención del **circuito de integrado (CI)** en 1959 fue un avance fundamental porque los componentes ya no son discretos, sino *integrados.* Esto significa que se construyen y conectan durante el proceso de fabricación en un mismo *chip,* un pequeño fragmento de material semiconductor. Puesto que los componentes tienen un tamaño microscópico, un fabricante puede incluir miles de estos componentes integrados en el espacio ocupado por un único transistor discreto.

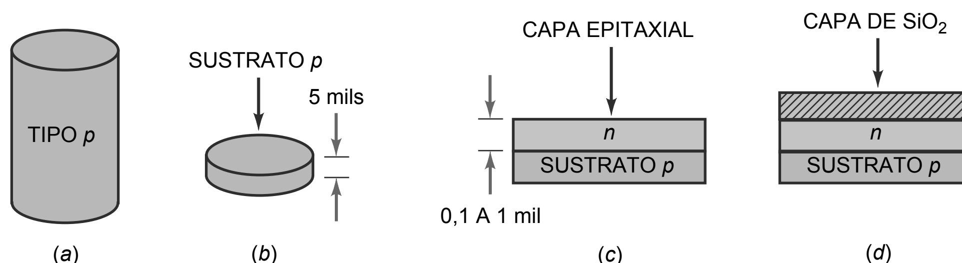
A continuación se hace una pequeña descripción sobre cómo se construye un CI. Los procesos de fabricación actuales son mucho más complejos, pero una exposición simplificada le proporcionará la idea básica que se esconde detrás de la construcción de un CI bipolar.

Idea básica

En primer lugar, el fabricante genera un cristal *p* con una longitud de varios centímetros (Figura 17.23*a*). Esta pieza se corta en muchas *obleas* delgadas, como se muestra en la Figura 17.23*b*. Un lado de la oblea se pule para eliminar las imperfecciones de la superficie. Esta oblea es lo que se denomina sustrato *p*, el cual se utiliza como un chasis para los componentes integrados. A continuación, las obleas se introducen en un horno y una mezcla gaseosa de átomos de silicio y átomos pentavalentes pasa sobre las obleas. De este modo se forma una delgada capa de semiconductor de tipo *n* en la superficie calentada del sustrato (véase la Figura 17.23*c*). Esta delgada capa recibe el nombre de *capa epitaxial.* Como se muestra en la Figura 17.23*c*, la capa epitaxial tiene un grosor de aproximadamente 0,1 a 1 mil (mil = 25,4 micras).

Para evitar que la capa epitaxial se contamine, se aplica sobre la superficie oxígeno puro. Los átomos de oxígeno se combinan con los átomos de silicio para formar una capa de dióxido de silicio (SiO_2) en la superficie, como se puede ver en la Figura 17.23*d*. Esta capa cristalina de SiO_2 sella la superficie e impide que se produzcan reacciones químicas posteriormente. El proceso de sellado de la superficie se conoce como *pasivación.*

Figura 17.23 (*a*) Cristal *p*. (*b*) Oblea. (*c*) Capa epitaxial. (*d*) Capa aislante.



La oblea se corta entonces en áreas rectangulares, como se muestra en la Figura 17.24. Cada una de estas áreas será un chip diferente después de cortar la oblea. Pero antes de cortar la oblea, el fabricante produce cientos de circuitos sobre la oblea, uno en cada área del chip que se ve en la Figura 17.24. Esta producción masiva es lo que justifica el bajo coste de los circuitos integrados.

Veamos ahora cómo se forma un transistor integrado: parte del SiO_2 se retira dejando expuesta la capa epitaxial (véase la Figura 17.25*a*). La oblea se introduce entonces en un horno y se difunden átomos trivalentes en la capa epitaxial. La concentración de átomos trivalentes es la suficiente como para cambiar la capa epitaxial expuesta de material *n* a material *p*. Por tanto, obtenemos un isla de material *n* bajo la capa de SiO_2 (Figura 17.25*b*). De nuevo se funde oxígeno sobre la superficie para formar la capa completa de SiO_2, como se muestra en la Figura 17.25*c*.

Ahora se practica un hueco en el centro de la capa de SiO_2, quedando expuesta la capa epitaxial *n* (Figura 17.25*d*). El hueco hecho en la capa de SiO_2 se denomina *ventana.* Mirando hacia abajo vemos lo que será el colector del transistor.

Para formar la base, pasamos átomos trivalente a través de esta ventana; estas impurezas se difunden por la capa epitaxial y forman una isla de material de tipo *p* (Figura 17.25*e*). A continuación, se vuelve a formar la capa de SiO_2 pasando oxígeno sobre la oblea (Figura 17.25*f*).

Para formar el emisor, se practica una ventana en la capa de SiO_2 y se expone la isla de material *p* (Figura 17.25*g*). Difundiendo átomos pentavalentes en la isla de material *p*, podemos formar la pequeña isla de material *n* mostrada en la Figura 17.25*h*.

Figura 17.24 Corte de la oblea en chips.

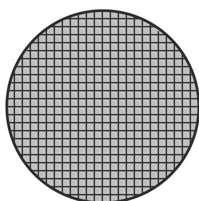


Figura 17.25 Pasos para la fabricación de un transistor.

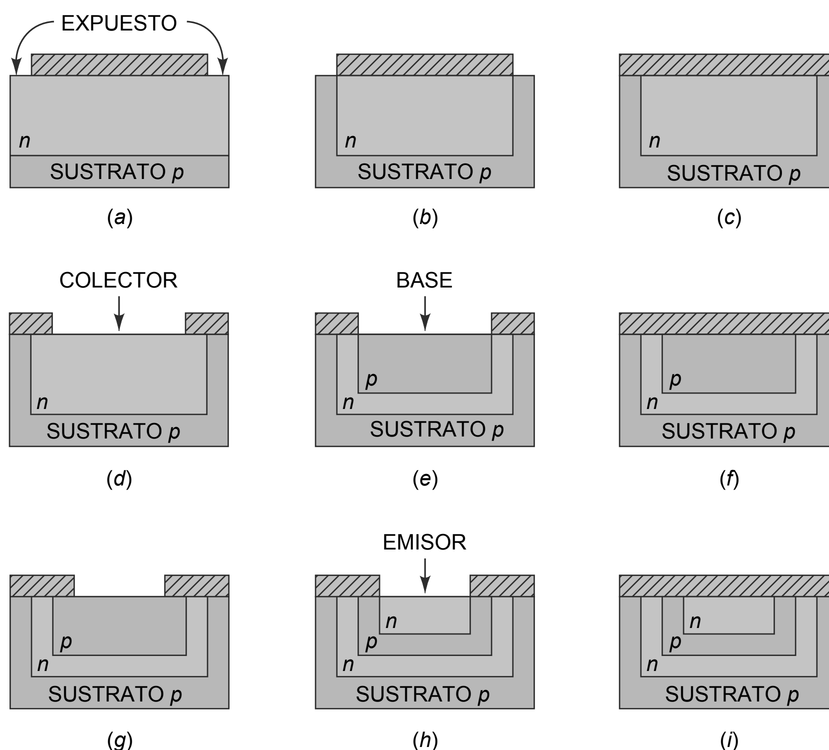
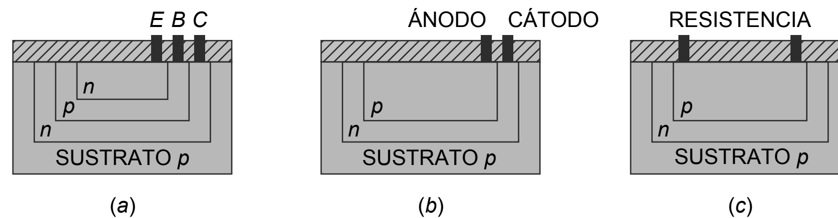


Figura 17.26 Componentes integrados. (*a*) Transistor. (*b*) Diodo. (*c*) Resistencia.



Luego se sella la estructura aplicando oxígeno sobre la oblea (Figura 17.25*i*). Practicando ventanas en la capa de SiO_2, podemos depositar metal para construir los contactos eléctricos con el emisor, la base y el colector. Este proceso nos proporciona el transistor integrado de la Figura 17.26*a*.

Para obtener un diodo, hay que seguir los mismos pasos hasta el momento en que se ha formado y sellado la isla de material *p* (Figura 17.25*f*). A continuación, se practican ventanas para exponer las islas *p* y *n*. Depositando metal a través de esas ventanas, formamos el contacto eléctrico con el cátodo y el ánodo del diodo integrado (Figura 17.26*b*). Practicando dos ventanas por encima de la isla *p* de la Figura 17.25*f*, podemos construir el contacto metálico con esta isla *p* para obtener una resistencia integrada (Figura 17.26*c*).

Pueden fabricarse fácilmente transistores, diodos y resistencias sobre un chip, por lo que casi todos los circuitos integrados utilizan estos componentes. Sin embargo, no resulta práctico integrar bobinas o condensadores sobre la superficie de un chip.

Un ejemplo sencillo

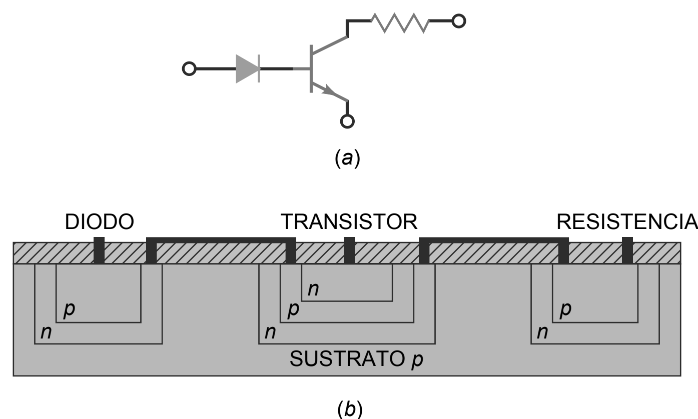
Para hacerse una idea de cómo se fabrica un circuito, fíjese en el simple circuito de tres componentes de la Figura 17.27*a*. Al fabricar este circuito, obtendremos simultáneamente cientos de circuitos como éste en una oblea. Cada área de chip tendrá el aspecto que se muestra en la Figura 17.27*b*. El diodo y la resistencia se formaran en el punto mencionado anteriormente. En un paso posterior, se formará el emisor del transistor. Luego practicaremos las ventanas y depositaremos metal para conectar el diodo, el transistor y la resistencia como se ilustra en la Figura 17.27*b*.

Independientemente de lo complicado que pueda ser el circuito, su producción es principalmente un proceso de hacer las ventanas, formar las islas *p* y *n*, y conectar los componentes integrados. El sustrato *p* aísla los componentes integrados entre sí. En la Figura 17.27*b*, pueden verse dos zonas de deplexión entre el sustrato *p* y las tres islas *n* que están en contacto con él. Puesto que en las zonas de deplexión prácticamente no hay portadores de corriente, los componentes integrados se aíslan entre sí. Este tipo de aislamiento se conoce como *aislamiento de la zona de deplexión.*

Tipos de circuitos integrados

Los circuitos integrados que hemos descrito son **circuitos integrados monolíticos.** La palabra *monolítico* procede del griego y significa “una piedra”. El término es apropiado porque los componentes forman parte de un chip. Los

Figura 17.27 Circuito integrado simple.



CI monolíticos son el tipo más común de CI. Desde que se inventaron, los fabricantes han estado produciendo circuitos integrados monolíticos para realizar toda clase de funciones.

Los tipos comercialmente disponibles pueden ser amplificadores, reguladores de tensión, receptores de AM, circuitos de televisión y circuitos de computadora. Pero los CI monolíticos tienen limitaciones de potencia. Puesto que la mayor parte de los CI monolíticos tienen aproximadamente el tamaño de un transistor discreto de pequeña señal, se utilizan en aplicaciones de baja potencia.

Cuando se precisa una potencia más alta, puede utilizarse los CI de película delgada o de película gruesa. Estos dispositivos son más grandes que los CI monolíticos, pero más pequeños que los circuitos discretos. En un CI de película delgada o gruesa, los componentes pasivos como resistencias y condensadores están integrados, pero los transistores y diodos se conectan como componentes discretos para formar un circuito completo. Por tanto, los circuitos de película delgada y gruesa disponibles comercialmente son combinaciones de componentes integrados y discretos.

Otro CI utilizado en aplicaciones de alta potencia es el **CI híbrido**. Los CI híbridos combinan dos o más CI monolíticos en un encapsulado, o combinan los CI monolíticos con circuitos de película delgada o gruesa. El uso de circuitos integrados híbridos está muy extendido en aplicaciones de amplificación de audio de alta potencia desde 5 hasta más de 50 W.

Niveles de integración

La Figura 17.27*b* es un ejemplo de *integración a pequeña escala* (*SSI, small-scale integration*); sólo unos pocos componentes se han integrado para formar un circuito completo. SSI hace referencia a los CI como menos de 12 componentes integrados. La mayoría de los chips SSI utilizan resistencias, diodos y transistores bipolares integrados.

La *integración a media escala* (*MSI, Medium-scale integration*) hace referencia a los CI que tienen de 12 a 100 componentes integrados por chip. Los transistores bipolares o los transistores MOS (MOSFETS en modo de enriquecimiento) puede utilizarse como los transistores integrados de un CI. De nuevo, la mayoría de los chips MSI utilizan componentes bipolares.

La *integración a gran escala* (*LSI, Large-scale integration*) hace referencia a los CI que tienen más de cien componentes. Dado que se necesitan pocos pasos para construir un transistor MOS integrado, un fabricante puede producir más componentes en un chip que los que son posibles con transistores bipolares.

La *integración a muy gran escala* (*VLSI, Very large scale integration*) hace referencia a los CI que tienen miles (o cientos de miles) de componentes en un mismo chip. Prácticamente todos los chips modernos emplean la integración VLSI.

Por último, la *integración a ultra gran escala* (*ULSI, ultra large scale integration*) hace referencia a los CI que contienen más de 1 millón de componentes en un mismo chip. El microprocesador Pentium P4 de Intel utiliza tecnología ULSI. Se han desarrollado varias versiones de este microprocesador , con la versión P4 Prescott de Intel que contiene aproximadamente 125 millones de transistores. Las expectativas actuales están en conseguir integrar 1000 millones de componentes en un chip para el año 2011. El crecimiento exponencial a menudo conocido como ley de Moore es en este momento un desafío. Sin embargo, las nuevas tecnologías, como por ejemplo la nanotecnología, permitirán que este crecimiento tenga lugar.

17.7 Espejo de corriente

Los CI permiten aumentar la ganancia de tensión y el CMRR de un amplificador diferencial. La Figura 17.28 *a* muestra un **diodo de compensación** en paralelo con el diodo de emisor de un transistor. La corriente que circula por la resistencia está dada por:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \qquad \textbf{(17.23)}$$

Si el diodo de compensación y el diodo de emisor tienen curvas corriente-tensión idénticas, la corriente de colector será igual a la corriente que atraviesa la resistencia:

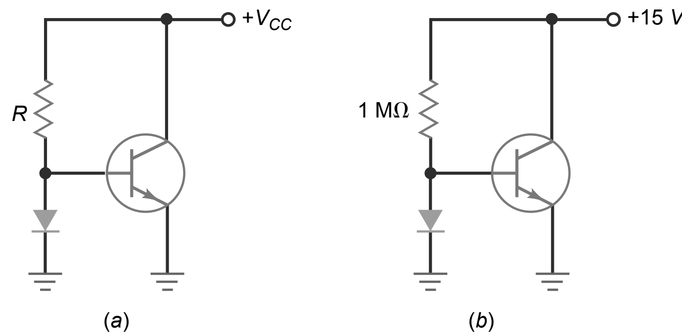
$$I_C = I_R \qquad \textbf{(17.24)}$$

Un circuito como el de la Figura 17.28*a* se denomina **espejo de corriente** porque la corriente de colector es la imagen especular de

INFORMACIÓN ÚTIL

El concepto de espejo de corriente se utiliza con los amplificadores *push-pull* de clase B, en los que los diodos de compensación del lado de la base están adaptados a las uniones base-emisor de los transistores *push-pull*.

Figura 17.28 Espejo de corriente.



de la corriente por la resistencia. Con los CI es relativamente fácil adaptar las características del diodo de compensación y del diodo de emisor, porque ambos componentes se encuentran dentro del mismo chip. Los espejos de corriente se utilizan como fuentes de corriente y cargas activas en el diseño de amplificadores operacionales integrados.

El espejo de corriente proporciona la corriente de cola

En una salida asimétrica, la ganancia de tensión de un amplificador diferencial es $R_C/2r'_e$ y la ganancia de tensión en modo común es $R_C/2R_E$. La relación entre las dos ganancias es:

$$\text{CMRR} = \frac{R_E}{r'_e}$$

Cuanto mayor sea R_E, mayor será el factor CMRR.

Una forma de conseguir una R_E equivalente alta consiste en emplear un espejo de corriente para generar la corriente de cola, como se muestra en la Figura 17.29. La corriente que circula por el diodo de compensación es:

$$\boldsymbol{I_R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R}} \qquad \textbf{(17.25)}$$

Gracias al espejo de corriente, la corriente de cola tiene el mismo valor . Puesto que Q_4 se comporta como una fuente de corriente, presenta una impedancia de salida muy alta. Por tanto, la R_E equivalente del amplificador diferencial vale cientos de megaohmios y el CMRR se mejora de forma importante.

Carga activa

La ganancia de tensión de un amplificador diferencial con salida asimétrica es $R_C/2r'_e$. Cuanto más grande sea R_C, mayor será la ganancia de tensión. La Figura 17.30 muestra un espejo de corriente utilizado como **resistencia de carga activa**. Dado que Q_6 es un transistor *pnp* que se comporta como una fuente de corriente, Q_2 ve una

Figura 17.29 El espejo de corriente proporciona la corriente de cola.

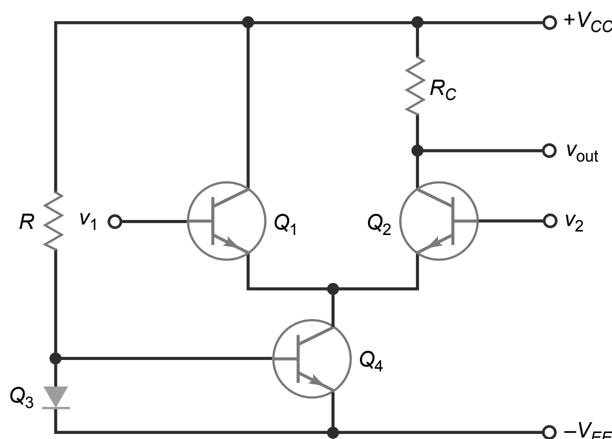
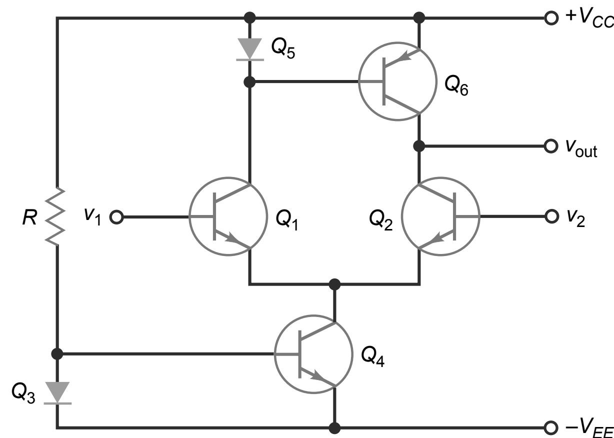


Figura 17.30 Espejo de corriente como carga activa.



resistencia R_C equivalente que tiene un valor de cientos de megaohmios. En consecuencia, la ganancia de tensión es mucho mayor con una carga activa que con una resistencia normal. Cargas activas como ésta se utilizan en la mayoría de los amplificadores operacionales.

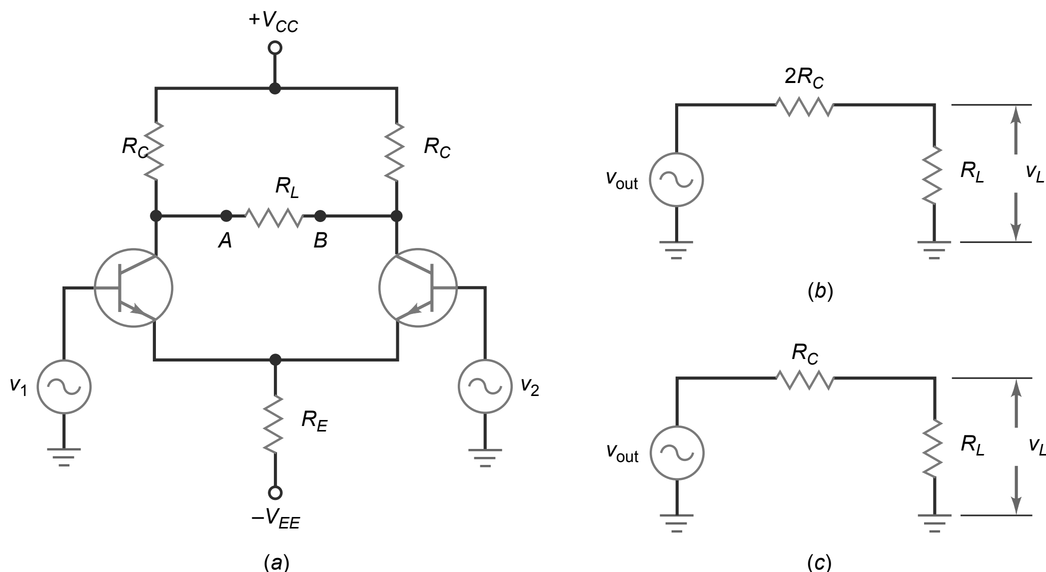
17.8 El amplificador diferencial cargado

En la exposición anterior acerca del amplificador diferencial, no hemos empleado resistencia de carga. Si se utiliza una resistencia de carga, el análisis se hace mucho más complicado, especialmente en el caso de tener una salida diferencial.

La Figura 17.31*a* muestra una salida diferencial con una resistencia de carga entre los colectores. El efecto que tiene esta resistencia de carga en la tensión de salida se puede calcular de varias formas. Si intentamos llegar a una solución aplicando las ecuaciones de mallas Kirchhoff, nos encontraremos con un problema bastante difícil. Sin embargo, si aplicamos el teorema de Thevenin, el problema se resuelve muy rápidamente.

Veamos cómo hacer esto: si abrimos la resistencia de carga en el circuito de la Figura 17.31 *a*, la tensión de Thevenin es la misma que la tensión v_{out} calculada anteriormente. Además, mirando desde los terminales *AB* en abierto con todas las fuentes puestas a cero, vemos una resistencia de Thevenin de $2R_C$. (*Nota:* puesto que los transistores son fuentes de corriente, cuando se las pone a cero se comportan como circuitos abiertos).

Figura 17.31 (*a*) Amplificador diferencial con resistencia de carga. (*b*) Circuito equivalente de Thevenin para salida diferencial. (*c*) Circuito equivalente de Thevenin para salida asimétrica.



La Figura 17.31*b* muestra el circuito equivalente de Thevenin. La tensión alterna de salida v_{out} es igual que la tensión de salida vista en las secciones anteriores. Después de calcular v_{out}, hallar la tensión en la carga es fácil porque todo lo que necesitamos es la ley de Ohm. Si un amplificador diferencial tiene una salida asimétrica, el circuito equivalente de Thevenin se simplifica como se muestra en la Figura 17.31*c*.

Ejemplo 17.13

¿Cuál es la tensión en la carga en el circuito de la Figura 17.32*a* cuando $R_L = 15\ k\Omega$?

SOLUCIÓN Idealmente, la corriente de cola es igual a 2 mA, la corriente de emisor es entonces 1 mA y $r'_e = 25\ \Omega$. La ganancia de tensión sin carga es:

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{7{,}5\ k\Omega}{25\ \Omega} = 300$$

La tensión de salida sin carga o de Thevenin es:

$$v_{out} = A_v(v_1) = 300(10\ mV) = 3\ V$$

La resistencia de Thevenin es:

$$R_{TH} = 2R_C = 2(7{,}5\ k\Omega) = 15\ k\Omega$$

La Figura 17.32*b* es el circuito equivalente de Thevenin. Con una resistencia de carga de 15 kΩ, la tensión en la carga es:

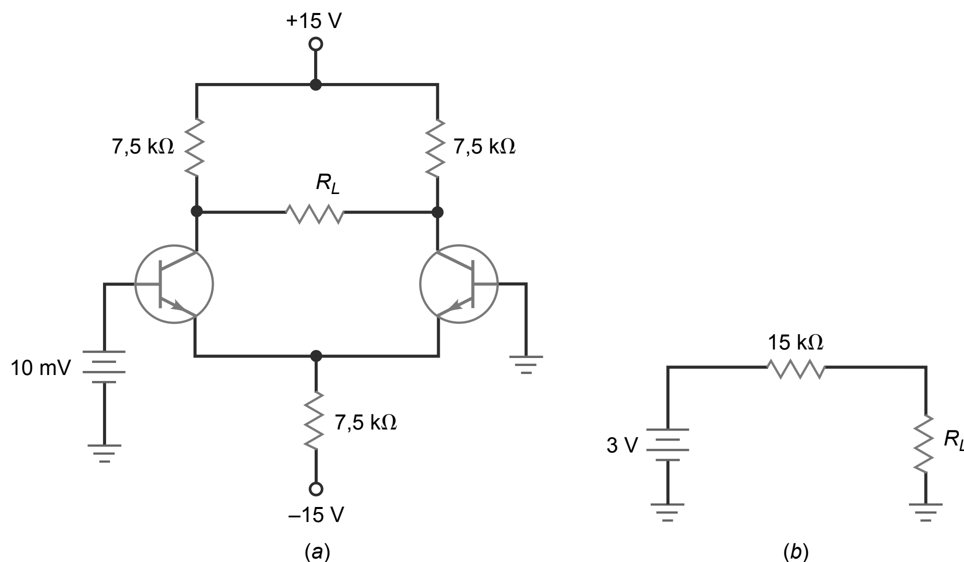
$$v_L = 0{,}5(3\ V) = 1{,}5\ V$$

PROBLEMA PRÁCTICO 17.13 En la Figura 17.32*a,* hallar la tensión en la carga si $R_L = 10\ k\Omega$.

Ejemplo 17.14

Se utiliza un amperímetro como resistencia de carga en el circuito de la Figura 17.32*a*. ¿Cuál es la corriente que circula por el amperímetro?

Figura 17.32 Ejemplo.



SOLUCIÓN En la Figura 17.32*b,* la resistencia de carga idealmente es cero y la corriente por la carga es:

$$i_L = \frac{3\text{ V}}{15\text{ k}\Omega} = 0{,}2\text{ mA}$$

Sin el teorema de Thevenin, éste sería un problema difícil de resolver.

PROBLEMA PRÁCTICO 17.14 Repita el Ejemplo 17.14 con una tensión de entrada de 20 mV.

Resumen

SEC. 17.1 EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Un amplificador diferencial es la etapa de entrada más típica de un amplificador operacional. No tiene ni condensadores de acoplo ni de desacoplo. Por tanto, no tiene frecuencia de corte inferior. La entrada puede ser diferencial, no inversora o inversora. La salida puede ser asimétrica (un único terminal) o diferencial.

SEC. 17–2 ANÁLISIS EN CONTINUA DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

El amplificador diferencial utiliza polarización de emisor con dos alimentaciones para generar la corriente de cola. Cuando un amplificador diferencial es perfectamente simétrico, cada corriente de emisor es la mitad de la corriente de cola. Idealmente, las tensiones en las resistencias de emisor son iguales a la tensión de alimentación negativa.

SEC. 17.3 ANÁLISIS EN ALTERNA DEL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Puesto que la corriente de cola es idealmente constante, un incremento de la corriente de emisor de uno de los transistores produce una disminución en la corriente de emisor del otro transistor. Con una salida diferencial, la ganancia de tensión es R_C/r'_e. Con una salida asimétrica (un único terminal), la ganancia de tensión es la mitad como mucho.

SEC. 17.4 CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Tres importantes características de entrada del amplificador operacional son la corriente de polarización de entrada, la corriente de *offset* de entrada y tensión de *offset* de entrada. Las corrientes de polarización y de *offset* producen tensiones de error de entrada no deseadas al circular por las resistencias de base. La tensión de *offset* de entrada es un error de entrada equivalente producido por las diferencias en las resistencias R_C y las curvas V_{BE}.

SEC. 17.5 GANANCIA EN MODO COMÚN

La mayor parte de las señales estáticas, las interferencias y otras clases de señales electromagnéticas son señales en modo común. El amplificador diferencial rechaza las señales en modo común. El CMRR es la ganancia de tensión dividida entre la ganancia en modo común. Cuanto mayor sea el CMRR, mejor.

SEC. 17.6 CIRCUITOS INTEGRADOS

Los CI monolíticos son circuitos completos integrados en un mismo chip, como por ejemplo amplificadores, reguladores de tensión y circuitos de computadora. Para aplicaciones de alta potencia, pueden emplearse los CI de película delgada, de película gruesa y los CI híbridos. SSI hace referencia a menos de 12 componentes por chip, MSI especifica entre 12 y 100 componentes por chip, LSI se refiere a más de 100 componentes, VLSI a más de 1000 componentes y ULSI a más de 1 millón de componentes.

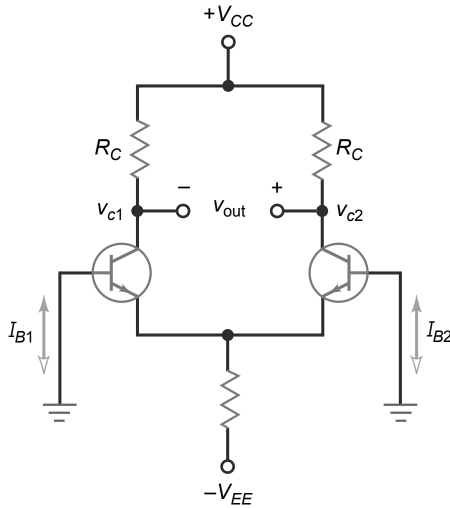
SEC. 17.7 EL ESPEJO DE CORRIENTE

El espejo de corriente se utiliza en los CI porque es una forma adecuada de crear fuentes de corriente y cargas activas. Las ventajas de utilizar espejos de corriente es que incrementan la ganancia de tensión y el factor de rechazo en modo común (CMRR).

SEC. 17.8 EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CARGADO

Cuando se emplea una resistencia de carga con un amplificador diferencial, lo mejor es aplicar el teorema de Thevenin. Se calcula la tensión alterna de salida v_{out} como se ha explicado en las secciones anteriores. Esta tensión es igual a la tensión de Thevenin. Utilice una resistencia de Thevenin de $2R_C$ con una salida diferencial y R_C con una salida asimétrica.

Definiciones



(17.1) Salida diferencial:

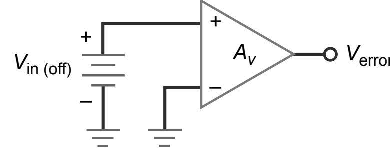
$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1}$$

(17.12) Corriente de polarización de entrada:

$$I_{in(polarización)} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

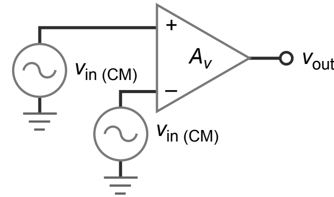
(17.13) Corriente de *offset* de entrada:

$$I_{in(off)} = I_{B1} - I_{B2}$$



(17.15) Tensión de offset de entrada:

$$V_{in(off)} = \frac{V_{error}}{A_v}$$



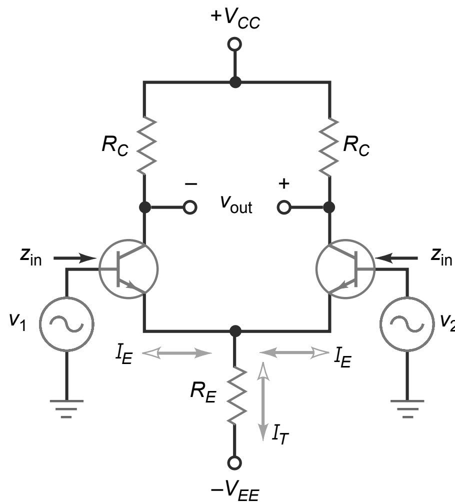
(17.21) Factor de rechazo en modo común:

$$CMRR = \frac{A_v}{A_{v(CM)}}$$

(17.22) CMRR en decibelios:

$$CMRR_{dB} = 20 \log CMRR$$

Derivaciones



(17.2) Salida diferencial:

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2)$$

(17.5) Corriente de cola:

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E}$$

(17.6) Corriente de emisor:

$$I_E = \frac{I_T}{2}$$

(17.9) Salida asimétrica (un único terminal):

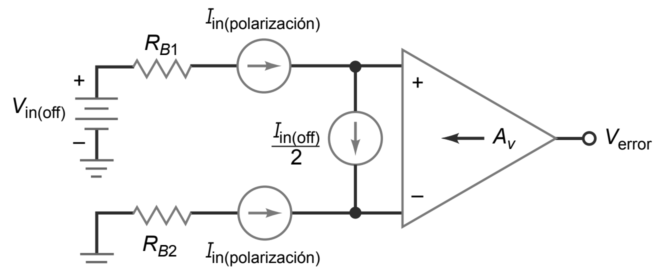
$$A_v = \frac{R_C}{2r'_e}$$

(17.10) Salida diferencial:

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e}$$

(17.11) Impedancia de entrada:

$$z_{in} = 2\beta r'_e$$



(17.16) Primera tensión de error:

$$V_{1err} = (R_{B1} - R_{B2})\, I_{in(polarización)}$$

(17.17) Segunda tensión de error:

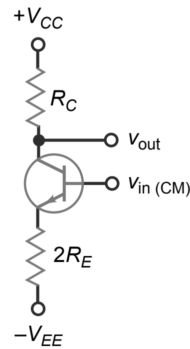
$$V_{2err} = (R_{B1} + R_{B2})\, \frac{I_{in(off)}}{2}$$

(17.18) Tercera tensión de error:

$$V_{3err} = V_{in(off)}$$

(17.19) Tensión total de error de salida:

$$V_{error} = A_v(V_{1err} + V_{2err} + V_{3err})$$



(17.20) Ganancia de tensión en modo común:

$$A_{v(CM)} = \frac{R_C}{2R_E}$$

Cuestiones

1. Los CI monolíticos
a. son formas de circuitos discretos
b. se montan en un solo chip
c. son combinaciones de circuitos de película delgada y de película gruesa
d. también se denominan CI híbridos

2. El amplificador operacional puede amplificar
a. sólo señales de alterna
b. sólo señales de continua
c. tanto señales de alterna como de continua
d. ni señales de alterna ni señales de continua

3. Los componentes están soldados juntos en
a. los circuitos discretos
b. los circuitos integrados
c. la tecnología SSI
d. los CI monolíticos

4. La corriente de cola de un amplificador diferencial es
a. la mitad de la corriente de cualquiera de los colectores
b. igual a cualquiera de las corrientes de colector
c. dos veces la corriente de cualquiera de los colectores
d. igual a la diferencia de las corrientes de base

5. La tensión de nodo en el extremo superior de la resistencia de cola es próxima a
a. la tensión de alimentación del colector
b. cero
c. la tensión de alimentación del emisor
d. la corriente de cola por la resistencia de base

6. La corriente de *offset* de entrada es igual a
a. la diferencia entre las dos corrientes de base
b. la media de las dos corrientes de base
c. la corriente de colector dividida entre la ganancia de corriente
d. la diferencia entre las dos tensiones base-emisor

7. La corriente de cola es igual a
a. la diferencia entre las dos corrientes de emisor
b. la suma de las dos corrientes de emisor
c. la corriente de colector dividida entre la ganancia de corriente
d. la tensión de colector dividida entre la resistencia de colector

8. La ganancia de tensión de un amplificador diferencial con una salida diferencial sin carga es igual a R_C dividida entre
a. r'_e
b. $r'_e/2$
c. $2r'_e$
d. R_E

9. La impedancia de entrada de un amplificador diferencial es igual a r'_e por
a. 0
b. R_C
c. R_E
d. 2β

10. Una señal de continua tiene una frecuencia de
a. 0 Hz
b. 60 Hz
c. 0 hasta más de 1 MHz
d. 1 MHz

11. Si los dos terminales de entrada de un amplificador diferencial están puestos a tierra,
a. las corrientes de base son iguales
b. las corrientes de colector son iguales
c. normalmente aparece una tensión de error de salida
d. la tensión alterna de salida es cero

12. Una posible causa de la tensión de error de salida es
a. la corriente de polarización de entrada
b. la diferencia entre las resistencias de colector
c. la corriente de cola
d. la ganancia de tensión en modo común

13. Una señal en modo común se aplica a
a. la entrada no inversora
b. la entrada inversora
c. ambas entradas
d. el extremo superior de la resistencia de cola

14. La ganancia de tensión en modo común es

a. menor que la ganancia de tensión
b. igual a la ganancia de tensión
c. mayor que la ganancia de tensión
d. Ninguna de las anteriores

15. La etapa de entrada de un amplificador operacional normalmente es

a. un amplificador diferencial
b. un amplificador *push-pull* de clase B
c. un amplificador en emisor común
d. un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar

16. La cola de un amplificador diferencial se comporta como

a. una batería
b. una fuente de corriente
c. un transistor
d. un diodo

17. La ganancia de tensión en modo común de un amplificador diferencial es igual a R_C dividida entre

a. r'_e
b. $r'_e/2$
c. $2r'_e$
d. $2R_E$

18. Cuando en un amplificador diferencial las dos bases están puestas a tierra, la tensión en cada diodo de emisor es

a. cero
b. 0,7 V
c. igual
d. un nivel alto

19. El factor de rechazo en modo común (CMRR) es

a. muy bajo
b. a menudo se expresa en decibelios
c. igual a la ganancia de tensión
d. igual a la ganancia de tensión en modo común

20. La etapa de entrada típica de un amplificador operacional tiene

a. entrada y salida asimétricas
b. entrada asimétrica y salida diferencial
c. entrada diferencial y salida asimétrica
d. entrada y salida diferenciales

21. Normalmente, la corriente de *offset* de entrada

a. es menor que la corriente de polarización de entrada
b. es igual a cero
c. es menor que la tensión de *offset* de entrada
d. no es importante cuando se utiliza una resistencia de base

22. Con ambas bases puestas a tierra, el único *offset* que produce un error es

a. la corriente de *offset* de entrada
b. la corriente de polarización de entrada
c. la tensión de *offset* de entrada
d. β

23. La ganancia de tensión de un amplificador diferencial cargado es

a. mayor que la ganancia de tensión sin carga
b. igual a $\frac{R_C}{r'_e}$
c. menor que la ganancia de tensión sin carga
d. imposible de determinar

Problemas

SEC. 17.2 ANÁLISIS EN CONTINUA DE UN AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

17.1 ¿Cuáles son las corrientes y tensiones ideales en el circuito de la Figura 17.33?

17.2 Repita el Problema 17.1 utilizando la segunda aproximación.

17.3 ¿Cuáles son las corrientes y tensiones ideales en el circuito de la Figura 17.34?

17.4 Repita el Problema 17.3 utilizando la segunda aproximación.

Figura 17.33

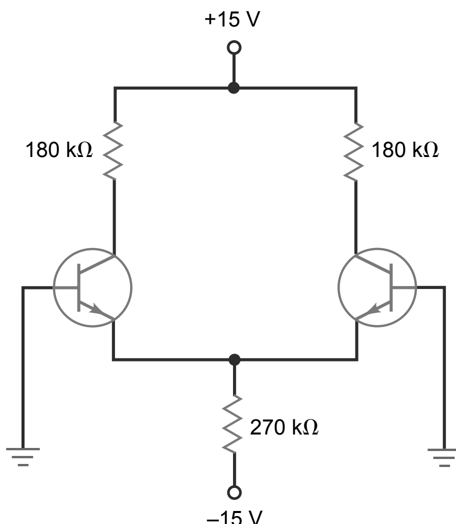
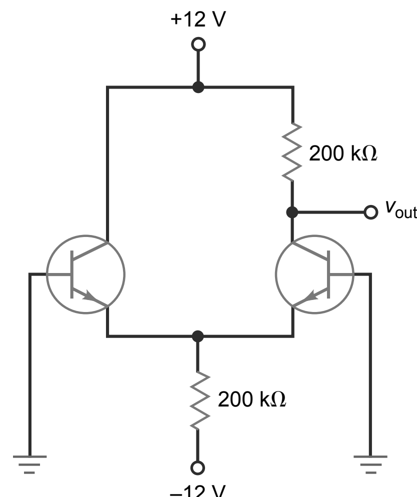


Figura 17.34



SEC. 17.3 ANÁLISIS EN ALTERNA DE UN AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

17.5 En la Figura 17.35, ¿cuál es la tensión alterna de salida? Si $\beta = 275$, ¿cuál es la impedancia de entrada del amplificador diferencial? Utilice la aproximación ideal para obtener la corriente de cola.

17.6 Repita el Problema 17.5 utilizando la segunda aproximación.

17.7 Repita el Problema 17.5 poniendo a tierra la entrada no inversora y utilizando una entrada $v_2 = 1$ mV.

SEC. 17.4 CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

17.8 El amplificador diferencial de la Figura 17.36 tiene los siguientes valores: $A_v = 360$, $I_{in(polarización)} = 600$ nA, $I_{in(off)} = 100$ nA y $V_{in(off)} = 1$ mV. ¿Cuál es la tensión de error de salida? Si se utilizauna resistencia de base adaptada, ¿cuál será la tensión de error de salida?

17.9 El amplificador diferencial de la Figura 17.36 tiene $A_v = 250$, $I_{in(polarización)} = 1\ \mu$A, $I_{in(off)} = 200$ nA y $V_{in(off)} = 5$ mV. ¿Cuál es la tensión de error de salida? Si se utiliza una resistencia de base adaptada, ¿cuál será la tensión de error de salida?

SEC. 17.5 GANANCIA EN MODO COMÚN

17.10 ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común del circuito de la Figura 17.37? Si en ambas bases hay una tensión en modo común de 20 μV, ¿cuál será la tensión de salida en modo común?

17.11 En el circuito de la Figura 17.37, $v_{in} = 2$ mV y $v_{in(CM)} = 5$ mV. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

17.12 Un 741C es un amplificador operacional con $A_v = 100.000$ y un factor CMRR mínimo de 70 dB. ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común? Si se dispone de una señal deseada y de una señal en modo común de 5 μV cada una, ¿cuál será la tensión de salida?

17.13 Si las tensiones de alimentación se reducen a $+10$ V y -10 V, ¿cuál es el factor de rechazo en modo común en el circuito de la Figura 17.37? Exprese la respuesta en decibelios.

17.14 La hoja de características de un amplificador operacional especifica $A_v = 150.000$ y CMRR = 85 dB. ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común?

SEC. 17.8 EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CARGADO

17.15 Se conecta una resistencia de carga de 27 kΩ en la salida diferencial del circuito de la Figura 17.36. ¿Cuál es la tensión en la carga?

17.16 ¿Cuál es la corriente por la carga en el circuito de la Figura 17.36 si se conecta un amperímetro en la salida?

Figura 17.35

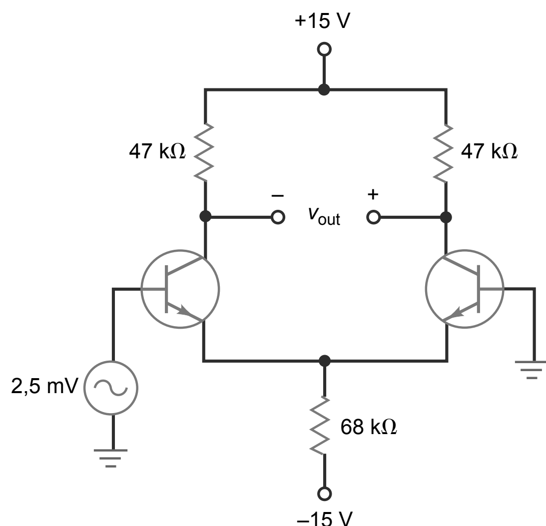


Figura 17.36

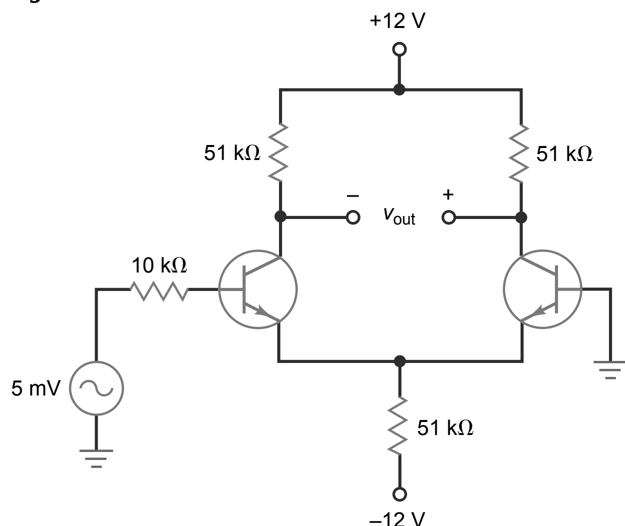
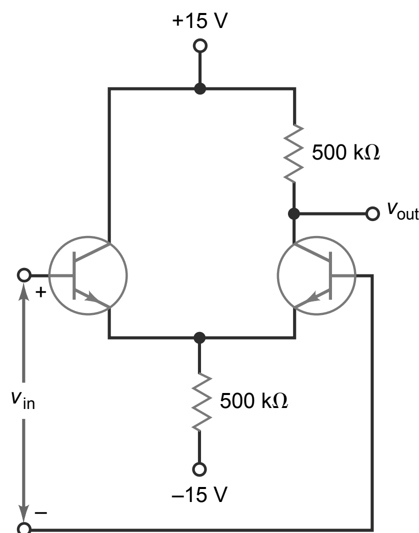


Figura 17.37



Detección de averías

17.17 Se monta el amplificador diferencial de la Figura 17.35 sin poner a tierra la entrada inversora. ¿Cuál será la tensión de salida? Basándose en su respuesta anterior, ¿qué necesita cualquier amplificador diferencial o amplificador operacional para funcionar apropiadamente?

17.18 En la Figura 17.34, erróneamente se emplea una resistencia de 20 kΩ en lugar de la resistencia de 200 kΩ superior. ¿A qué será igual la tensión de salida?

17.19 En la Figura 17.34, V_{out} es prácticamente cero. La corriente de polarización de entrada es igual a 80 nA. ¿Cuál de los siguientes es el problema que da lugar a este comportamiento?

a. La resistencia de 200 kΩ superior está cortocircuitada.
b. La resistencia de 200 kΩ inferior está en abierto.
c. La base de la izquierda está en circuito abierto.
d. Ambas entradas están cortocircuitadas.

Pensamiento crítico

17.20 En el circuito de la Figura 17.34, los transistores son idénticos con $\beta_{dc} = 200$. ¿Cuál es la tensión de salida?

17.21 ¿Cuáles son las tensiones de base en el circuito de la Figura 17.34 si cada transistor tiene una $\beta_{dc} = 300$?

17.22 En el circuito de la Figura 17.38, los transistores Q_3 y Q_5 están conectados para comportarse como diodos de compensación para Q_4 y Q_6. ¿Cuál es la corriente de cola? ¿Y la corriente que circula por la carga activa?

17.23 La resistencia de 15 kΩ del circuito de la Figura 17.38 se cambia para obtener una corriente de cola de 15 μA. ¿Cuál será el nuevo valor de la resistencia?

17.24 A temperatura ambiente, la tensión de salida del circuito de la Figura 17.34 tiene un valor de 6,0 V. Cuando la temperatura aumenta, la tensión V_{BE} de cada uno de los diodos de emisor disminuye. Si la tensión V_{BE} de la izquierda disminuye 2 mV por grado y la tensión V_{BE} de la derecha disminuye 2,1 mV por grado, ¿cuál será la tensión de salida a 75°C?

17.25 La resistencia de continua de cada una de las fuentes de señal del circuito de la Figura 17.39*a* es cero. ¿Cuál es el valor de r'_e en cada uno de los transistores? Si la tensión alterna de salida se toma entre los colectores, ¿cuál será la ganancia de tensión?

17.26 Si los transistores son idénticos en el circuito de la Figura 17.39*b*, ¿cuál será la corriente de cola? ¿Y la tensión entre el colector de la izquierda y tierra? ¿Y entre el colector de la derecha y tierra?

Figura 17.38

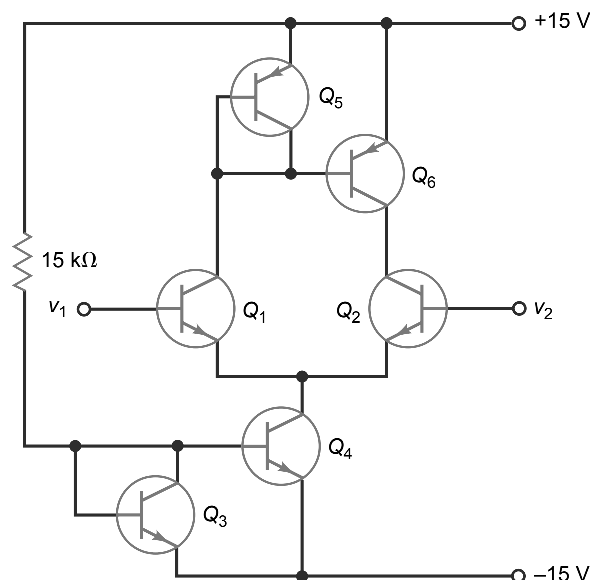


Figura 17.39

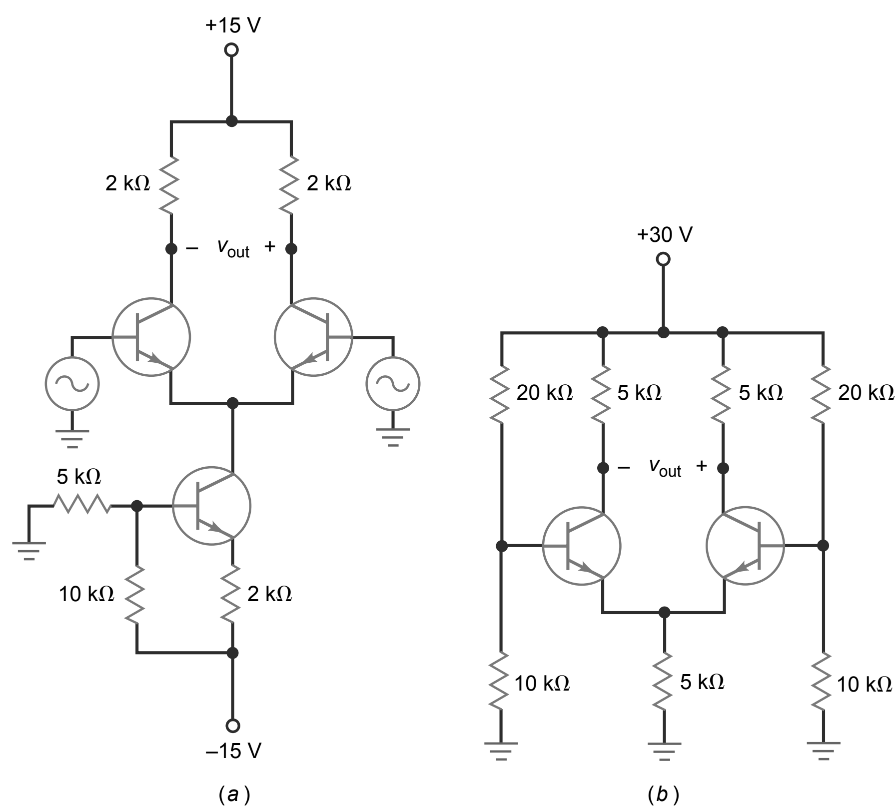
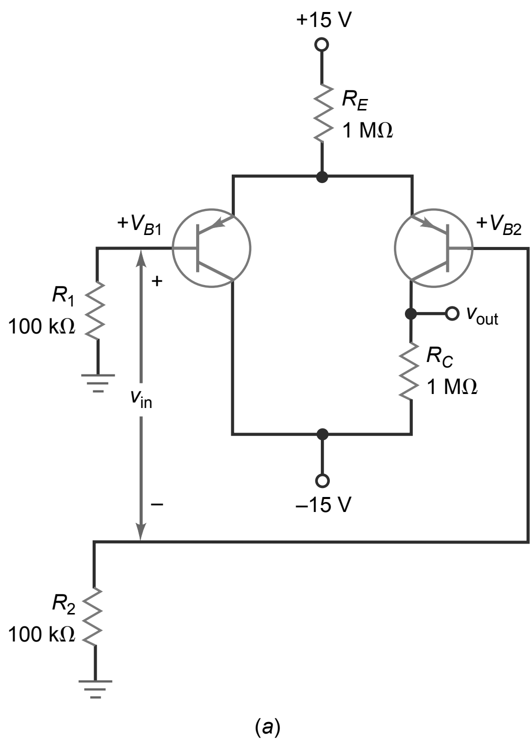


Figura 17.40



Análisis del circuito de arriba-abajo

Incremento	V_{B1}	V_{B2}	V_{in}	V_{out}	I_T
I_{B1}					
I_{B2}					
R_E					
R_C					
V_{CC}					

(b)

Análisis de arriba-abajo

17.27 En la Figura 17.40, predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes en las filas etiquetadas con I_{B1} e I_{B2}.

17.28 En la Figura 17.40, predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes en las filas etiquetadas con R_E y R_C.

17.29 En la Figura 17.40, predecir la respuesta de cada una de las variables dependientes en la fila etiquetada con V_{CC}.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje las seis configuraciones de un amplificador diferencial e identifique las entradas y las salidas como no inversora, inversora, asimétrica o diferencial.
2. Dibuje un amplificador diferencial con entrada diferencial y salida asimétrica. Explíqueme cómo se calcula la corriente de cola, las corrientes de emisor y las tensiones de colector .
3. Dibuje un amplificador diferencial que tenga una ganancia de tensión de R_C/r'_e. Ahora, dibuje cualquier otro amplificador diferencial que tenga una ganancia de tensión igual a $R_C/2r'_e$.
4. ¿Qué es una señal en modo común? ¿Qué ventaja tiene un amplificador diferencial cuando existe una señal de este tipo en la entrada?
5. Un amplificador diferencial tiene conectado un amperímetro en su salida diferencial ¿Cómo calcularía la corriente que circula por el amperímetro?
6. Suponga que tiene un amplificador diferencial con una resistencia de cola. Ha determinado que el CMRR del circuito no es aceptable. ¿Qué haría para mejorar el factor CMRR?
7. Explique el concepto de espejo de corriente y dígame por qué se utiliza.
8. El valor del CMRR, ¿debe ser un número grande o pequeño? ¿Por qué?
9. En un amplificador diferencial, ambos emisores están conectados entre sí y reciben corriente de una resistencia común. Si reemplazara esta resistencia común por cualquier tipo de componente, ¿qué utilizaría para mejorar el funcionamiento?
10. ¿Por qué un amplificador diferencial tiene una impedancia de entrada más alta que un amplificador en emisor común?
11. ¿Qué simula un espejo de corriente, es decir, cómo se utiliza?
12. ¿Cuáles son las ventajas de utilizar circuitos espejo de corriente?
13. ¿Cómo probaría un amplificador operacional 741 con un óhmetro?

Respuestas al autotest

1. b
2. c
3. a
4. c
5. b
6. a
7. b
8. a
9. d
10. a
11. c
12. b
13. c
14. a
15. a
16. b
17. d
18. c
19. b
20. c
21. a
22. c
23. c

Respuestas a los problemas prácticos

17.1 $I_T = 3$ mA; $I_E = 1{,}5$ mA; $V_C = 7{,}5$ V; $V_E = 0$ V

17.2 $I_T = 2{,}86$ mA; $I_E = 1{,}42$ mA; $V_C = 7{,}85$ V; $V_E = -0{,}7$ V

17.3 $I_T = 3{,}77$ mA; $I_E = 1{,}88$ mA; $V_E = 6{,}35$ V

17.4 $I_E = 1{,}5$ mA; $r'_e = 1{,}67\ \Omega$; $A_v = 300$; $V_{out} = 300$ mV; $z_{in(base)} = 10$ kΩ

17.7 $I_T = 30\ \mu$A; $r'_e = 1{,}67$ kΩ; $A_v = 300$; $V_{out} = 2{,}1$ V; $z_{in} = 1$ MΩ

17.9 $V_{error} = 638$ mV

17.10 $A_{v(CM)} = 0{,}25$; $V_{out} = 0{,}25$ V

17.11 $V_{out1} = 200$ mV; $V_{out2} = 0{,}5$ mV; $V_{out} = 200$ mV $+ 0{,}5$ mV

17.12 $A_{v(CM)} = 3{,}16$; $V_{out1} = 0{,}1$ V; $V_{out2} = 3{,}16\ \mu$V

17.13 $V_L = 1{,}2$ V

17.14 $I_L = 0{,}4$ mA

Capítulo 18

Amplificadores operacionales

Aunque hay disponibles algunos amplificadores operacionales de alta potencia, la mayoría son dispositivos de baja potencia que pueden disipar una potencia menor que un vatio. Algunos amplificadores operacionales están optimizados con respecto al ancho de banda, otros para obtener bajos *offsets* de entrada, otros para bajo ruido, etc. Por ello, la variedad de amplificadores operacionales comercialmente disponibles es tan grande. Puede encontrar un amplificador operacional prácticamente para cualquier aplicación analógica.

Los amplificadores operacionales son parte de los componentes básicos activos en los sistemas analógicos. Por ejemplo, conectando dos resistencias externas, podemos ajustar la ganancia de tensión y el ancho de banda de un amplificador operacional para cumplir determinados requisitos. Además, con otros componentes externos, podemos construir convertidores de forma de onda, osciladores, filtros activos y otros circuitos interesantes.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Enumerar las características del amplificador operacional ideal y de los amplificadores operacionales 741.
- Definir el *slew rate* y utilizarlo para hallar el ancho de banda de potencia de un amplificador operacional.
- Analizar el amplificador operacional inversor.
- Analizar el amplificador operacional no inversor.
- Explicar cómo funcionan los amplificadores sumadores y los seguidores de emisor.
- Citar otros circuitos integrados lineales y explicar cómo se aplican.

Contenido del capítulo

Vocabulario

amplificador operacional BIFET
amplificador inversor
amplificador no inversor
amplificador sumador
ancho de banda de potencia
ancho de banda en lazo abierto
autoelevación
circuito de anulación
condensador de compensación
corriente de cortocircuito de salida
cortocircuito virtual
escalón de tensión
factor de rechazo de la fuente de alimentación (PSRR)
fuente de tensión controlada por tensión (VCVS)
ganancia de tensión en lazo abierto
ganancia de tensión en lazo cerrado
GBW (*gain-bandwidth product*)
mezclador
producto ganancia-ancho de banda (GBW)
PSRR (*power supply rejection ratio*)
respuesta de primer orden
seguidor de tensión
slew rate
tensión de error de salida
tierra virtual
VCVS (*voltage-controlled voltage source*)

18.1 Introducción a los amplificadores operacionales

La Figura 18.1 muestra el diagrama de bloques de un amplificador operacional. La etapa de entrada es un amplificador diferencial, seguida de más etapas de ganancia y de un seguidor de emisor *push-pull* de clase B. Dado que la primera etapa es un amplificador diferencial, determina las características de entrada del amplificador operacional. En la mayoría de los amplificadores operacionales, la salida es asimétrica, como se muestra. Aplicando alimentaciones positiva y negativa, la salida asimétrica está diseñada para tener una valor de reposo igual a ceroAsí, una tensión de entrada cero, idealmente, generará una tensión de salida cero.

No todos los amplificadores operacionales están diseñados como se ve en la Figura 18.1. Por ejemplo, algunos no utilizan una salida *push-pull* de clase B, y otros puede utilizar una salida diferencial. Además, los amplificadores operacionales no son tan simples como se sugiere en la Figura 18.1. El diseño interno de un amplificador operacional monolítico es muy complejo, utiliza docenas de transistores como espejos de corriente, car gas activas y otras innovaciones que no son posibles en los diseños discretos. Para satisfacer nuestras necesidades, diremos que el diagrama de bloques de la Figura 18.1 refleja dos importantes características que se aplican a los amplificadores operacionales típicos: la entrada diferencial y la salida asimétrica (un único terminal).

La Figura 18.2*a* muestra el símbolo esquemático de un amplificador operacional con entradas no inversora e inversora y una salida asimétrica. Idealmente, este símbolo indica que el amplificador tiene una ganancia de tensión infinita, una impedancia de entrada infinita y una impedancia de salida de cero. El amplificador operacional

Figura 18.1 Diagrama de bloques de un amplificador operacional.

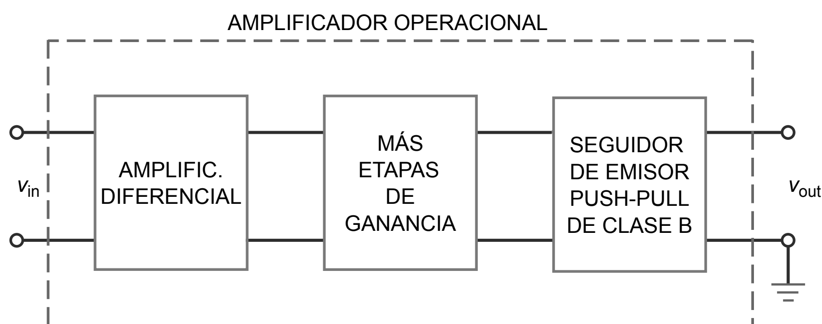
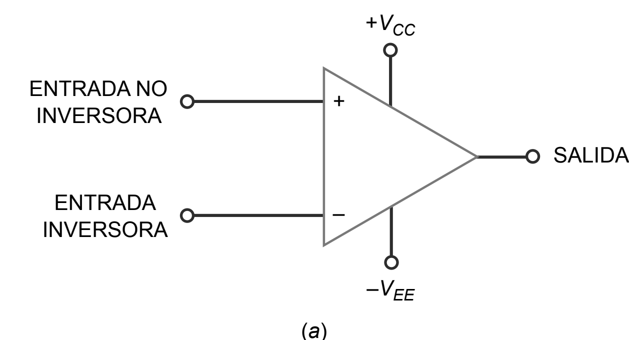


Figura 18.2 (*a*) Símbolo esquemático del amplificador operacional. (*b*) Circuito equivalente de un amplificador operacional.



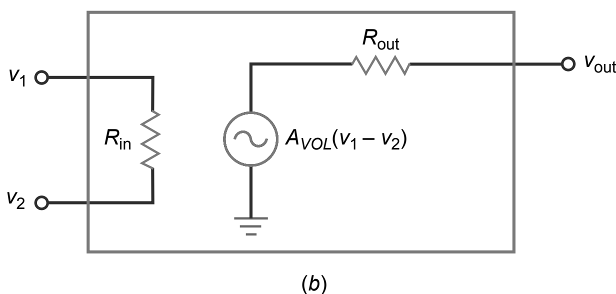


Tabla 18.1 Características típicas del amplficador operacional				
Magnitud	**Símbolo**	**Ideal**	**LM741C**	**LF157A**
Ganancia de tensión en bucle abierto	A_{VOL}	Infinito	100,000	200,000
Frecuencia de ganancia unidad	f_{unidad}	Infinito	1 MHz	20 MHz
Resistencia de entrada	R_{in}	Infinito	2 MΩ	10^{12} Ω
Resistencia de salida	R_{out}	Cero	75 Ω	100 Ω
Corriente de polarización de entrada	$I_{in(polarización)}$	Cero	80 nA	30 pA
Corriente de *offset* de entrada	$I_{in(off)}$	Cero	20 nA	3 pA
Tensión de *offset* de entrada	$V_{in(off)}$	Cero	2 mV	1 mV
Factor de rechazo en modo común	CMRR	Infinito	90 dB	100 dB

ideal representa un amplificador de tensión perfecto y a menudo se hace referencia a él como **VCVS (*voltage-controlled voltage source, fuente de tensión controlada por tensión*)**. Podemos visualizar un VCVS como se muestra en la Figura 18.2*b*, donde R_{in} es infinita y R_{out} es cero.

La Tabla 18.1 resume las características de un amplificador operacional ideal. El amplificador operacional ideal tiene una ganancia de tensión infinita, una frecuencia de ganancia unidad infinita, una impedancia de entrada infinita y un factor CMRR infinito. También presenta una resistencia de salida igual a cero y valores de *offset* de cero. Esto es lo que construirían los fabricantes si pudieran, pero lo que realmente pueden fabricar son aproximaciones a estos valores ideales.

Por ejemplo, el LM741C de la Tabla 18.1 es un amplificador operacional estándar , un clásico que ha estado disponible desde la década de 1960. Sus características son los mínimos de lo que puede esperarse de un amplificador operacional monolítico. El LM741C tiene una ganancia de tensión de 100.000, una frecuencia de ganancia unidad de 1 MHz, una impedancia de entrada de 2 MΩ, etc. Puesto que la ganancia de tensión es tan alta, los *offsets* de entrada pueden saturar fácilmente al amplificador operacional. Por tanto, los circuitos prácticos necesitan componentes externos entre la entrada y la salida de un amplificador operacional para estabilizar la ganancia de tensión. Por ejemplo, en muchas aplicaciones se utiliza la realimentación negativa para ajustar la ganancia total de tensión a un valor mucho más pequeño a cambio de conseguir un funcionamiento lineal estable.

Cuando no se utiliza un camino (o lazo) de realimentación, la ganancia de tensión es máxima y se conoce como **ganancia de tensión en lazo abierto** y se designa por A_{VOL}. En la Tabla 18.1, observe que el valor de A_{VOL} para el LM741C es 100.000. Aunque no es infinita, esta ganancia de tensión en lazo abierto es muy alta. Por ejemplo, una entrada tan pequeña como 10 μV produce una salida de 1 V. Dado que la ganancia de tensión en lazo abierto es tan alta, podemos utilizar una realimentación negativa importante para mejorar el rendimiento global del circuito.

El 741C tiene una frecuencia de ganancia unidad de 1 MHz. Esto significa que podemos tener una ganancia de tensión utilizable casi tan grande como 1 MHz. El 741C tiene una resistencia de entrada de 2 MΩ, una resistencia de salida de 75 Ω, una corriente de polarización de entrada de 80 nA, una corriente de *offset* de entrada de 20 nA, una tensión de *offset* de entrada de 2 mV y un CMRR de 90 dB.

Si se necesita una resistencia de entrada muy grande, un diseñador puede emplear un **amplificador operacional BIFET**. Este tipo de amplificador operacional incorpora transistores JFET y bipolares en el mismo chip. Los JFET se emplean en la etapa de entrada para

INFORMACIÓN ÚTIL

Actualmente, la mayoría de los amplificadores operacionales de propósito general modernos se fabrican con tecnología BIFET, porque proporciona un rendimiento superior al de los amplificadores operacionales bipolares. Los amplificadores operacionales BIFET, al ser más modernos, generalmente presentan características de rendimiento mucho mejores, entre las que incluyen un mayor ancho de banda, un *slew rate* más alto, una mayor salida de potencia, impedancias de entrada más altas y corrientes de polarización menores.

conseguir corrientes de polarización y de *offset* de entrada más pequeñas; los transistores bipolares se utilizan en las últimas etapas para proporcionar más ganancia de tensión.

El LF157A es un ejemplo de amplificador operacional BIFET. Como se especifica en la Tabla 18.1, la corriente de polarización de entrada es sólo de 30 pA y la resistencia de entrada es igual a 10^{12} Ω. El LF157A tiene una ganancia de tensión de 200.000 y una frecuencia de ganancia unidad de 20 MHz. Con este dispositivo, podemos tener ganancia de tensión hasta 20 MHz.

18.2 El amplificador operacional 741

En 1965, Fairchild Semiconductor presentó el μA709, el primer amplificador operacional monolítico más ampliamente utilizado. Aunque tuvo éxito, este amplificador operacional de primera generación tenía muchas desventajas, lo que llevó a desarrollar un amplificador operacional mejorado conocido como μA741. Al ser barato y fácil de utilizar, el μA741 constituyó un enorme éxito. Distintos fabricantes han proporcionado otros diseños del 741. Por ejemplo, Motorola fabrica el MC1741, National Semiconductor fabrica el LM741 y Texas Instruments proporciona el SN72741. Todos estos amplificadores operacionales monolíticos son equivalentes al μA741, ya que proporcionan las mismas características en sus hojas de características. Por comodidad, la mayoría de la gente prescinde de los prefijos y habla de este amplificador operacional tan extendido como del 741.

Un estándar de la industria

El 741 se ha convertido en un estándar de la industria. Como regla, trate de utilizarlo como primera opción en sus diseños. En los casos que no se puedan cumplir las especificaciones del diseño con un 741, tendrá que buscar un amplificador operacional mejor. Puesto que se trata de un estándar, utilizaremos el 741 como dispositivo básico en muestras explicaciones. Una vez que comprenda el funcionamiento del 741, podrá pasar al estudio de otros amplificadores operacionales.

Además, el 741 tiene varias versiones diferentes cuyos códigos son 741, 741A, 741C, 741E y 741N, los cuales se diferencian en su ganancia de tensión, rango de temperatura, nivel de ruido y otras características. El 741C (la *C* hace referencia al tipo "comercial") es el más barato y el más ampliamente utilizado. Tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de 100.000, una impedancia de entrada de 2 MΩ y una impedancia de salida de 75 Ω. La Figura 18.3 muestra tres tipos de encapsulado y sus respectivos pines de salida.

Figura 18.3 Tipos de encapsulado del 741 y pines de salida. (*a*) DIP. (*b*) Flatpak cerámico. (*c*) Encapsulado can metálico.

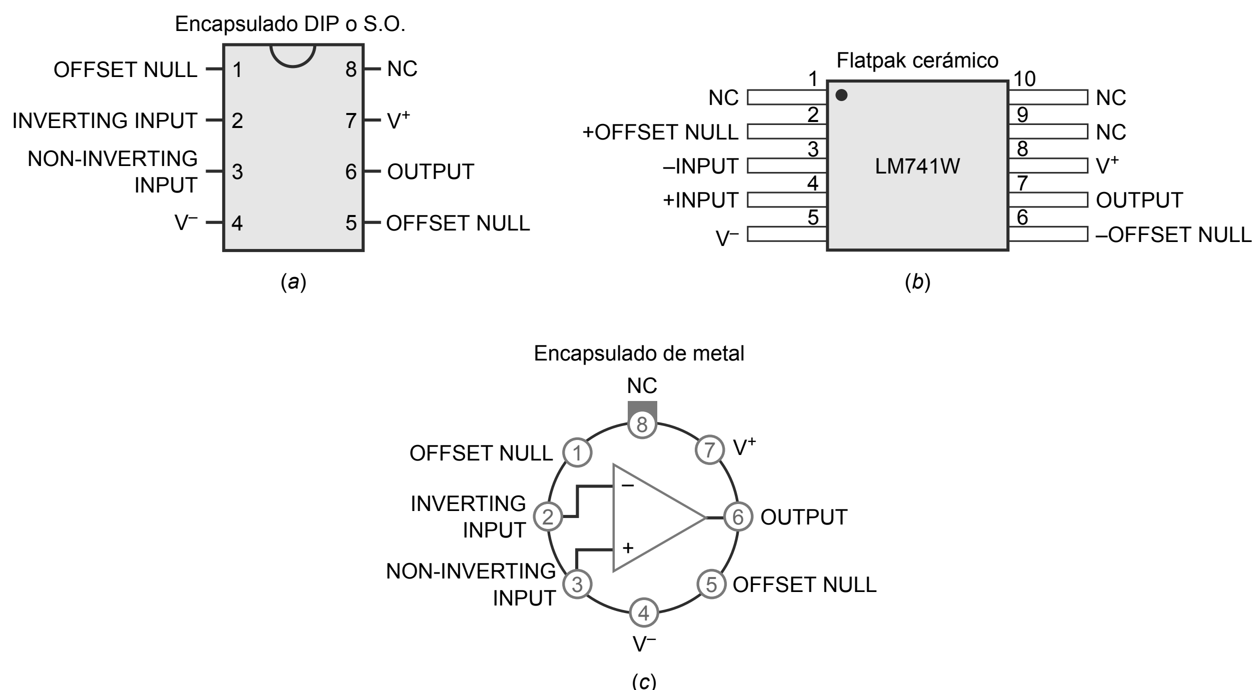
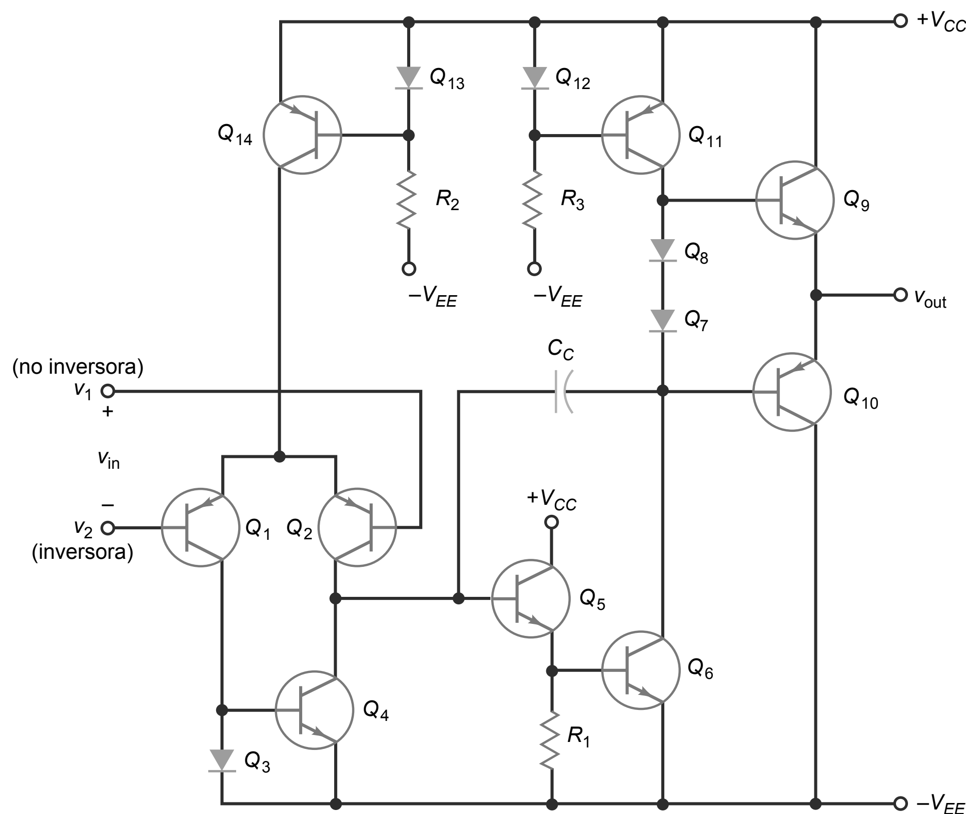


Figura 18.4 Esquemático simplificado del 741.



Amplificador diferencial de entrada

La Figura 18.4 es un esquemático simplificado del 741. Este circuito es equivalente al 741 y muchos otros amplificadores operacionales de generaciones posteriores. No es necesario que comprenda cada detalle del diseño del circuito, basta con que se haga una idea general de cómo funciona. Teniendo esto en cuenta, vamos a exponer la idea fundamental en la que se basa un 741.

La etapa de entrada es un amplificador diferencial (Q_1 y Q_2). En el 741, Q_{14} es una fuente de corriente que reemplaza a la resistencia de cola. La resistencia R_2, Q_{13} y Q_{14} forman un espejo de corriente que produce la corriente de cola para Q_1 y Q_2. En lugar de utilizar una resistencia normal como resistencia de colector del amplificador diferencial, el 741 utiliza una resistencia de carga activa. Esta carga activa, Q_4, se comporta como una fuente de corriente con una impedancia extremadamente alta. Por esto, la ganancia de tensión del amplificador diferencial es mucho más alta que cuando se emplea una resistencia de carga pasiva.

La señal amplificada del amplificador diferencial excita la base de Q_5, un seguidor de emisor. Esta etapa define el nivel de impedancia para evitar cargar al amplificador diferencial. La señal de salida de Q_5 se aplica a Q_6. Los diodos Q_7 y Q_8 forman parte del circuito de polarización de la etapa final. Q_{11} es una resistencia de carga activa para Q_6. Por tanto, Q_6 y Q_{11} constituyen una etapa excitadora en emisor común con una ganancia de tensión muy alta.

Etapa final

La señal de salida amplificada de la etapa excitadora en emisor común (Q_6) se aplica a la etapa final, que es un seguidor de emisor *push-pull* de clase B (Q_9 y Q_{10}). Puesto que se emplea una alimentación partida (las tensiones V_{CC} positiva y V_{EE} negativa son iguales), el punto de reposo de salida es idealmente igual a 0 V cuando la tensión de entrada es cero. Cualquier desviación de 0 V será una **tensión de error de salida**.

Cuando v_1 es mayor que v_2, la tensión de entrada v_{in} produce una tensión de salida positiva v_{out}. Cuando v_2 es mayor que v_1, la tensión de entrada v_{in} produce una tensión de salida negativa v_{out}. Idealmente, v_{out} puede ser tan positiva como $+V_{CC}$ y tan negativa como $-V_{EE}$, antes de que se produzca un recorte. La excursión de la señal de salida difiere en menos de 1 o 2 V respecto de cada una de las tensiones de alimentación, y esta diferencias se debe a las caídas de tensión internas del 741.

INFORMACIÓN ÚTIL

Aunque normalmente el 741 emplea una alimentación positiva y una alimentación negativa, puede utilizarse con una única tensión de alimentación. Por ejemplo, la entrada $-V_{EE}$ podría ponerse a tierra y la entrada $+V_{CC}$ podría conectarse a una tensión de alimentación continua y positiva.

Carga activa

En la Figura 18.4, tenemos dos ejemplos de *carga activa* (utilizando transistores en lugar de resistencias para las cargas) que se han visto en el Capítulo 17. En primer lugar, está la carga activa Q_4 en el amplificador diferencial de la entrada. En segundo lugar, está la carga activa Q_{11} en la etapa excitadora en emisor común. Puesto que las fuentes de corriente tienen impedancias de salida altas, las cargas activas producen una ganancia de tensión más grande que la que es posible conseguir con resistencias. Estas cargas activas producen una ganancia de tensión típica de 100.000 para el 741C. La carga activa es muy popular en los circuitos integrados porque es más fácil y más barato fabricar transistores en un chip que fabricar resistencias.

Compensación de frecuencia

En la Figura 18.4, C_c es un **condensador de compensación**. Debido al efecto Miller (estudiado en el Capítulo 16), este pequeño condensador (típicamente de 30 pF) se multiplica por la ganancia de tensión de Q_5 y Q_6 para proporcionar una capacidad equivalente mucho más grande de valor:

$$C_{in(M)} = (A_v + 1)C_c$$

donde A_v es la ganancia de tensión de las etapas Q_5 y Q_6.

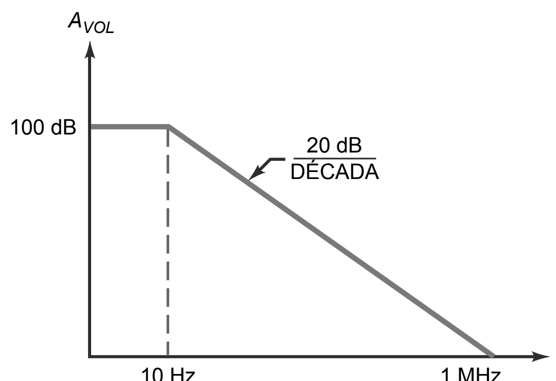
La resistencia que ve esta capacidad de Miller es la impedancia de salida del amplificador diferencial. Por tanto, tenemos un circuito de retardo, como se ha descrito en el Capítulo 16. Este circuito de retardo genera una frecuencia de corte de 10 Hz en un 741C. La ganancia de lazo abierto del amplificador operacional cae 3 dB en esta frecuencia de corte. Entonces, A_{VOL} disminuye aproximadamente 20 dB por década hasta llegar a la frecuencia de ganancia unidad.

La Figura 18.5 muestra el diagrama de Bode ideal de la ganancia de tensión en lazo abierto en función de la frecuencia. El 741C tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de 100.000, lo que equivale a 100 dB. Puesto que la frecuencia de corte en lazo abierto es 10 Hz, la ganancia de tensión se quiebra a 10 Hz y luego disminuye con una pendiente de 20 dB por década hasta tomar el valor de 0 dB a 1 MHz.

En un capítulo posterior veremos los *filtros activos,* circuitos que utilizan amplificadores operacionales, resistencias y condensadores para ajustar la respuesta en frecuencia de diferentes aplicaciones. Veremos los circuitos que producen una respuesta de primer orden (pendiente de 20 dB por década), una respuesta de segundo orden (pendiente de 40 dB por década), una respuesta de tercer orden (pendiente de 60 dB por década), etc. Un amplificador operacional compensado internamente, como por ejemplo el 741C, tiene una **respuesta de primer orden**.

Pero no todos los amplificadores operacionales está compensados internamente. Algunos requieren que el usuario conecte un condensador de compensación externo para evitar las oscilaciones. La ventaja de utilizar compensación externa es que el diseñador tiene un mayor grado de control sobre el funcionamiento a alta frecuencia. Aunque la forma más sencilla de hacer esta compensación es mediante un condensador externo, pueden emplearse circuitos más complejos que no sólo proporcionan esa compensación sino que también producen una f_{unidad} mayor que es la que es posible conseguir con la compensación interna.

Figura 18.5 Diagrama de Bode ideal de la ganancia de tensión en lazo abierto del 741C.



Polarización y *offsets*

Como se ha visto en el Capítulo 17, un amplificador diferencial tiene *offsets* y polarización de entrada que dan lugar a un error de salida cuando no hay señal de entrada. En muchas aplicaciones, la salida de error es lo suficientemente pequeña como para poder ignorarla. Pero cuando el error de salida no se puede ignorar, el diseñador puede reducir dicho error utilizando resistencias de base iguales. Esto elimina el problema de la corriente de polarización, pero no el de la corriente y la tensión de *offset*.

Por esto, lo mejor es eliminar el error de salida mediante el **circuito de anulación** proporcionado en la hojas de características. Este circuito de anulación recomendado trabaja junto con la circuitería interna para eliminar el error de salida y minimizar también la *deriva térmica,* una lenta variación en la tensión de salida debida al efecto de las variaciones de temperatura sobre los parámetros del amplificador operacional.Algunas veces, la hoja de características de un amplificador operacional no incluye un circuito de anulación. En este caso, tendremos que aplicar una pequeña tensión de entrada para anular la salida. Veremos este método un poco más adelante.

La Figura 18.6 muestra el método de anulación sugerido en la hoja de características de un 741C. La fuente de alterna que excita a la entrada inversora tiene una resistencia de Thevenin R_B. Para neutralizar el efecto de la corriente de polarización de entrada (80 nA), que fluye a través de esta resistencia de fuente, se añade una resistencia discreta de igual valor a la entrada no inversora, como se muestra en la figura.

Para eliminar el efecto de una corriente de *offset* de entrada de 20 nA y una tensión de *offset* de entrada de 2 mV, la hoja de características del 741C recomienda el uso de un potenciómetro de 10 k Ω entre los pines 1 y 5. Ajustando este potenciómetro cuando no hay señal de entrada, podemos anular o hacer igual a cero la tensión de salida.

Factor de rechazo en modo común

En un 741C, el CMRR es igual a 90dB para bajas frecuencias. Para una señal deseada y una señal en modo común iguales, la señal deseada será 90 dB más grande a la salida que la señal en modo común. Esto significa, si usamos números normales, que la señal deseada será aproximadamente 30.000 veces más grande que la señal en modo común. A frecuencias altas, los efectos reactivos degradan el CMRR, como se muestra en la Figura 18.7*a*. Observe que el CMRR es aproximadamente igual a 75 dB a 1 kHz, 56 dB a 10 kHz, etc.

Salida máxima de pico a pico

Como se ha explicado en el Capítulo 12, el valor máximo de pico a pico (MPP) de un amplificador es la salida máxima de pico a pico que el amplificador puede producir. Puesto que idealmente la salida en reposo de un amplificador operacional es cero, la tensión alterna de salida puede oscilar en sentido positivo o negativo. Para resistencias de carga mucho más grandes que R_{out}, la tensión de salida puede oscilar casi hasta las tensiones de alimentación. Por ejemplo, si $V_{CC} = +15$ V y $V_{EE} = -15$ V, el valor MPP con una resistencia de carga de 10 kΩ idealmente será 30 V.

En un amplificador operacional no ideal, la salida no puede alcanzar el valor de las tensiones de alimentación porque existen pequeñas caídas de tensión en la etapa final del amplificador operacional.Además, si la resistencia

Figura 18.6 Métodos de compensación y anulación utilizados en un 741C.

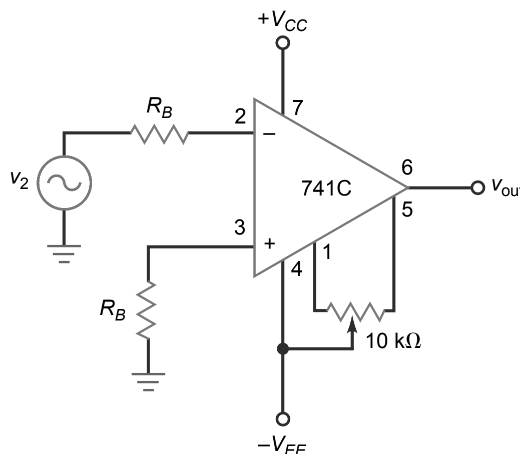
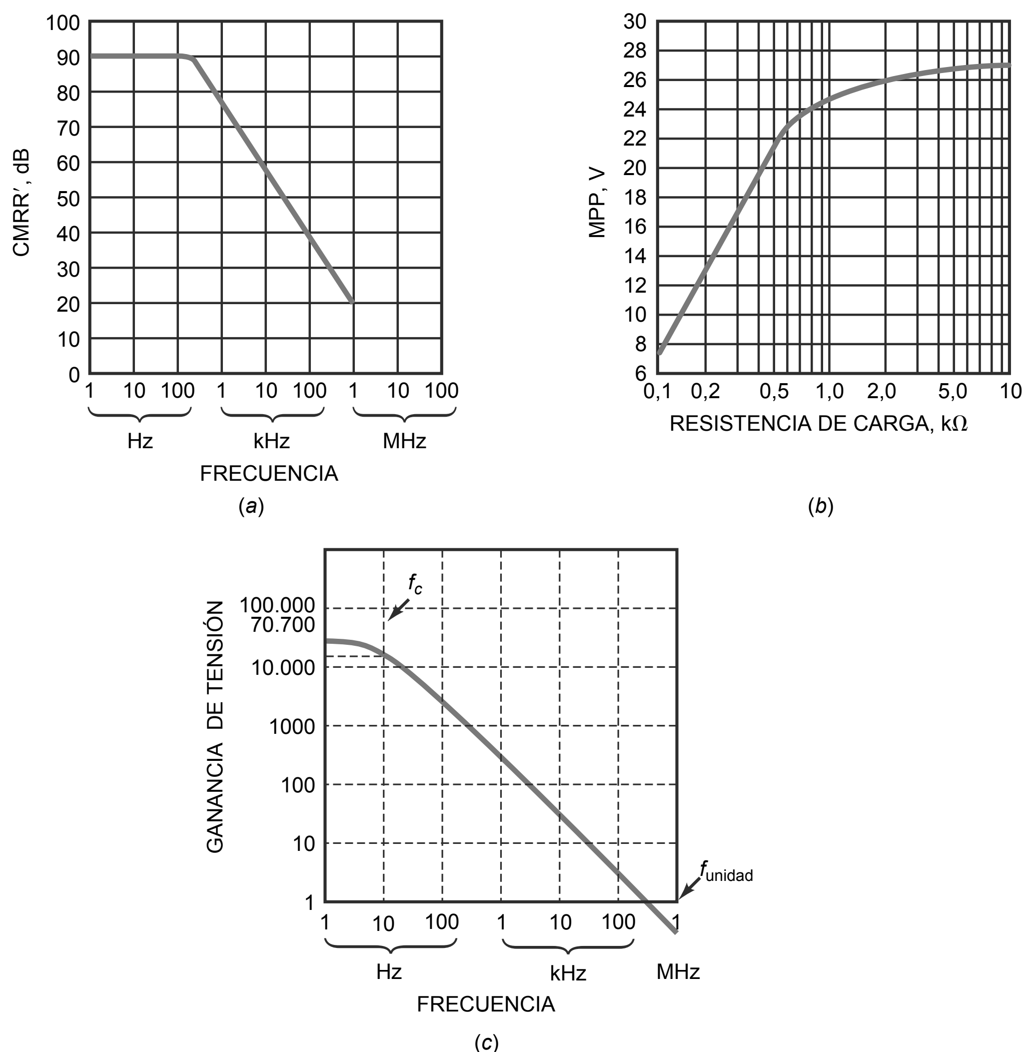


Figura 18.7 Gráficas típicas del 741C para el CMRR, el valor MPP y A_{VOL}.



de carga no es más grande que R_{out}, parte de la tensión amplificada cae en R_{out}, lo que implica que la tensión final de salida será más pequeña.

La Figura 18.7*b* muestra el valor MPP en función de la resistencia de carga para un 741C con tensiones de alimentación de +15 V y −15 V. Observe que el MPP es aproximadamente igual a 27 V para una R_L de 10 kΩ. Esto significa que la salida se satura en sentido positivo en +13,5 V y en sentido negativo en −13,5 V. Cuando la resistencia de carga disminuye, el valor MPP disminuye como se muestra. Por ejemplo, si la resistencia de carga es igual a sólo 275 Ω, el valor MPP disminuye a 16 V, lo que quiere decir que la salida se satura en sentido positivo en +8 V y en sentido negativo en −8 V.

Corriente de cortocircuito

En algunas aplicaciones, un amplificador operacional puede excitar a una resistencia de carga de valor aproximadamente igual a cero. En este caso, necesitamos conocer el valor de la **corriente de cortocircuito de salida**. La hoja de características de un 741C especifica una corriente de cortocircuito de salida de 25mA, que es la corriente máxima de salida que el amplificador operacional puede proporcionar. Si se están utilizando resistencias de carga pequeñas (menores de 75 Ω), no se obtendrá una tensión de salida grande porque la tensión no puede ser mayor que 25 mA por el valor de la resistencia de carga.

Respuesta en frecuencia

La Figura 18.7*c* muestra la respuesta en frecuencia para pequeña señal de un 741C. En la banda media de frecuencias, la ganancia de tensión es igual a 100.000. El 741C tiene una frecuencia de corte f_c de 10 Hz. Como se

puede ver, la ganancia de tensión es de 7.700 (disminuye 3 dB) a 10 Hz. Por encima de la frecuencia de corte, la ganancia de tensión disminuye con una pendiente de 20 dB por década (respuesta de primer orden).

La frecuencia de ganancia unidad es la frecuencia a la que la ganancia de tensión es igual a 1. En la Figura 18.7*c*, f_{unidad} es igual a 1 MHz. Normalmente, la hojas de características especifican el valor de f_{unidad} porque representa el límite superior de la ganancia útil de un amplificador operacional. Por ejemplo, la hoja de características de un 741C especifica una f_{unidad} de 1 MHz, lo que quiere decir que el 741C puede amplificar señales de hasta 1 MHz. Por encima de 1 MHz, la ganancia de tensión es menor que 1 y el 741C no resulta útil. Si un diseñador necesita una f_{unidad} superior, tiene a su disposición otros amplificadores operacionales con mejores prestaciones. Por ejemplo, el LM318 tiene una f_{unidad} de 15 MHz, lo que implica que puede generar una ganancia de tensión útil hasta una frecuencia de 15 MHz.

Slew rate

El condensador de compensación incluido en un 741C realiza una función muy importante: impide las oscilaciones que interferirían con la señal deseada, pero también tiene una desventaja: el condensador de compensación tiene que cargarse y descargarse. Esto da lugar a un límite de velocidad en cuanto a lo rápido que la salida del amplificador operacional puede variar.

La idea básica es la siguiente: supongamos que la tensión de entrada de un amplificador operacional es un **escalón de tensión** positivo, una transición repentina de la tensión de un nivel de continua a otro nivel de continua más alto. Si el amplificador operacional fuera perfecto, obtendríamos la respuesta ideal mostrada en la Figura 18.8*a*. En su lugar, la salida será la forma de onda exponencial positiva mostrada. Esto es así porque el condensador de compensación tiene que cargarse antes de que la tensión de salida pueda conmutar al nivel más alto.

En la Figura 18.8*a*, la pendiente inicial de la forma de onda exponencial se denomina ***slew rate***, y se designa como S_R. La definición del *slew rate* es:

$$S_R = \frac{\Delta v_{\text{out}}}{\Delta t} \tag{18.1}$$

donde la letra griega Δ (delta) se lee "incremento de". Dicho con palabras: la ecuación establece que el *slew rate* es igual al incremento de la tensión de salida dividido entre el incremento de tiempo.

La Figura 18.8*b* ilustra el significado del *slew rate*. La pendiente inicial es igual al incremento vertical dividido entre el incremento horizontal entre dos puntos de la parte inicial de la forma de onda exponencial. Por ejemplo, si la onda exponencial aumenta 0,5 V en el primer microsegundo, como se muestra en la Figura 18.8*c*, el *slew rate* es:

$$S_R = \frac{0{,}5 \text{ V}}{1\ \mu\text{s}} = 0{,}5 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Figura 18.8 (*a*) Respuestas ideal y real a una tensión escalón de entrada. (*b*) Ilustración de la definición de *slew rate*. (*c*) El *slew rate* es igual a 0,5 V/μs.

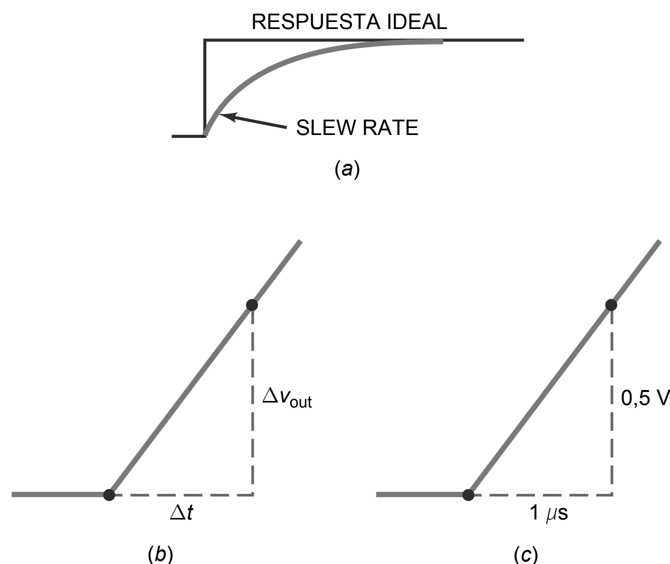
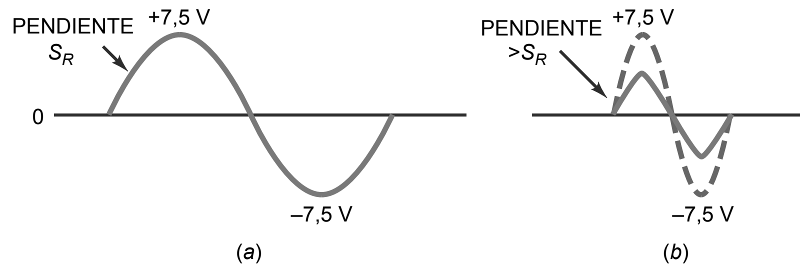


Figura 18.9 (*a*) Pendiente inicial de una onda sinusoidal. (*b*) La distorsión se produce si la pendiente inicial es mayor que el s*lew rate*.



El *slew rate* representa la respuesta más rápida que un amplificador operacional puede tener . Por ejemplo, el *slew rate* de un 741C es 0,5 V/μs. Esto significa que la salida de un 741C no puede variar más rápido de 0,5 V en un microsegundo. En otras palabras, si se excita un 741C con un escalón de tensión de entrada grande, no obtendremos un escalón abrupto en la tensión de salida, sino una onda de exponencial. La parte inicial de esta forma de onda de salida será similar a la mostrada en la Figura 18.8*c*.

También tendremos una limitación de *slew rate* con una señal sinusoidal. Veamos cómo ocurre esto: en la Figura 18.9*a*, el amplificador operacional puede generar la onda de salida sinusoidal mostrada, sólo si la pendiente inicial de la onda sinusoidal es menor que el *slew rate*. Por ejemplo, si la onda sinusoidal de salida tiene una pendiente inicial de 0,1 V/μs, un 741C puede generar esta onda sinusoidal sin ningún problema en absoluto, ya que su *slew rate* es igual a 0,5 V/μs. Por el contrario, si la onda sinusoidal tiene una pendiente inicial de 1 V/μs, la salida será más pequeña de lo que debería y tendrá forma triangular en lugar de sinusoidal, como se muestra en la Figura 18.9*b*.

La hoja de características de un amplificador operacional siempre especifica el*slew rate* porque es un parámetro que limita la respuesta para señales grandes de un amplificador operacional. Si la señal sinusoidal de salida es muy pequeña o la frecuencia es muy baja, el *slew rate* no será un problema. Pero cuando la señal es grande y la frecuencia es alta, el *slew rate* distorsionará la señal de salida.

Mediante cálculo, podemos derivar la siguiente ecuación:

$$S_S = 2\pi f V_p$$

donde S_S es la pendiente inicial de la onda sinusoidal, f es su frecuencia y V_p es su valor de pico. Para evitar la distorsión de una señal sinusoidal debida al *slew-rate*, S_S tiene que ser menor o igual que S_R. Cuando estos dos valores son iguales, nos encontramos en el límite, a punto de producir la distorsión debida al *slew rate*. En este caso:

$$S_R = S_S = 2\pi f V_p$$

Despejando f tenemos:

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_p} \tag{18.2}$$

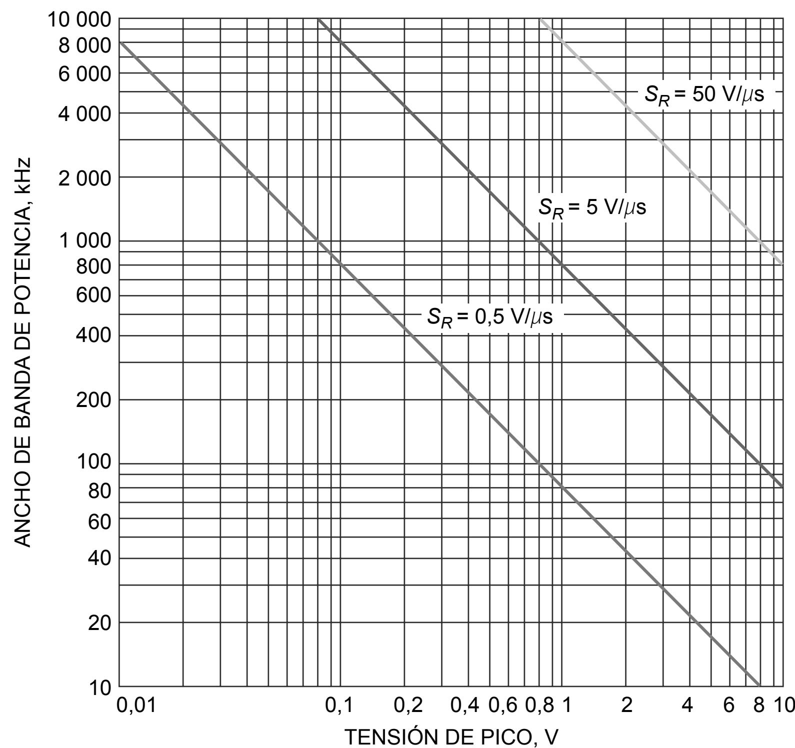
donde $f_{\text{máx}}$ es la frecuencia máxima que puede ser amplificada sin que se produzca distorsión a causa del *slew-rate*. Conocidos el *slew rate* de un amplificador operacional y la tensión de salida de pico deseada, podemos emplear la Ecuación (18.2) para calcular la máxima frecuencia no distorsionada. Por encima de esta frecuencia, podremos ver la distorsión debida al *slew rate* en un osciloscopio.

La frecuencia $f_{\text{máx}}$ a veces se denomina **ancho de banda de potencia** o *ancho de banda para señales grandes* del amplificador operacional. La Figura 18.10 es una representación gráfica de la Ecuación (18.2) para tres valores diferentes del *slew rate*. La gráfica inferior corresponde a un *slew rate* de 0,5 V/μs y es útil con un 741C. La gráfica superior es para un *slew rate* de 50 V/μs y es útil con un LM318 (tiene un valor mínimo de *slew rate* de 50 V/μs).

Por ejemplo, supongamos que estamos utilizando un 741C. Para obtener una tensión de salida de pico no distorsionada de 8 V, la frecuencia no puede ser más alta de 10 kHz (véase la Figura 18.10). Una forma de incrementar la $f_{\text{máx}}$ consiste en aceptar menos tensión de salida. Llegando a un compromiso para el valor de pico para esa frecuencia, podemos mejorar el ancho de banda de potencia. Por ejemplo, si la aplicación puede aceptar una tensión de pico de salida de 1 V, $f_{\text{máx}}$ aumenta a 80 kHz.

Al analizar el funcionamiento de un amplificador operacional hay que considerar dos anchos de banda: el ancho de banda de pequeña señal determinado por la respuesta de primer orden del amplificador operacional, y el ancho de banda para señales grandes o ancho de banda de potencia determinado por el *slew rate*. Más adelante hablaremos más en detalle de estos dos anchos de banda.

Figura 18.10 Gráfica del ancho de banda de potencia en función de la tensión de pico.



Ejemplo 18.1

¿Cuál es la tensión que hay que aplicar a la entrada inversora para que el 741C de la Figura 18.11*a* entre en saturación negativa?

SOLUCIÓN La Figura 18.7*b* muestra que el valor MPP es igual a 27 V para una resistencia de carga de 10 kΩ, lo que se traduce en una salida de −13,5 V para entrar en saturación negativa. Dado que el 741C tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de 100.000, la tensión de entrada requerida es:

$$v_2 = \frac{13,5}{100.000} = 135\ \mu\text{V}$$

La Figura 18.11*b* resume la respuesta. Como puede ver, una entrada inversora de 135 μV produce una saturación negativa, y una tensión de salida de −13,5 V.

PROBLEMA PRÁCTICO 18.1 Repita el Ejemplo 18.1 para $A_{VOL} = 200.000$.

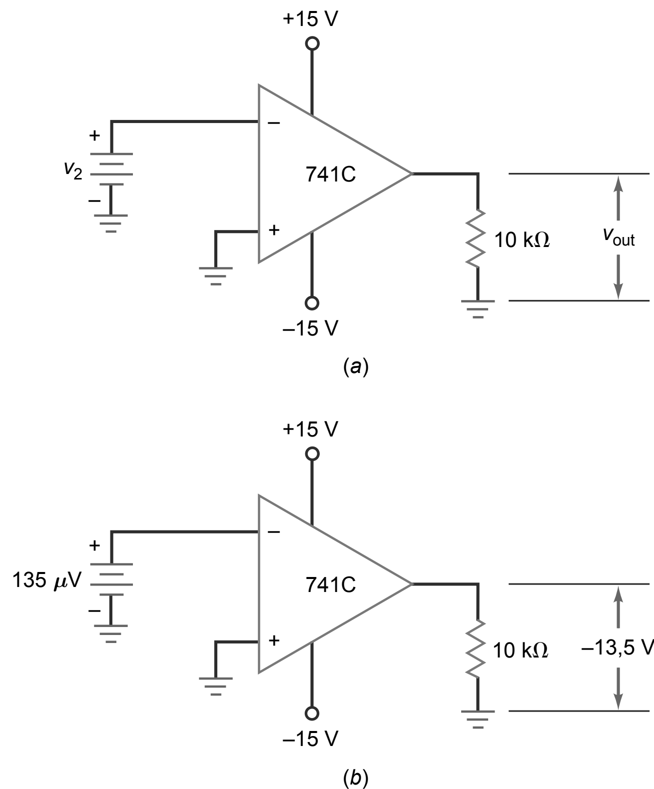
Ejemplo 18.2

¿Cuál es el factor de rechazo en modo común de un 741C cuando la frecuencia de entrada es de 100 kHz?

SOLUCIÓN En la Figura 18.7*a*, podemos ver un CMRR de aproximadamente 40 dB a 100 kHz. Esto es equivalente a 100, lo que significa que la señal deseada recibe 100 veces más amplificación que una señal en modo común cuando la frecuencia de entrada es de 100 kHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 18.2 ¿Cuál es el CMRR de un 741C cuando la frecuencia de entrada es 10 kHz?

Figura 18.11 Ejemplo.



Ejemplo 18.3

¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo abierto de un 741C cuando la frecuencia de entrada es 1 kHz? ¿Y cuando es 10 kHz? ¿Y si es igual a 100 kHz?

SOLUCIÓN En la Figura 18.7*c*, la ganancia de tensión es 1000 para 1kHz, 100 para 10 kHz y 10 para 100 kHz. Como puede ver, la ganancia de tensión disminuye en un factor de 10 cada vez que la frecuencia aumenta en un factor de 10.

Ejemplo 18.4

La tensión de entrada a un amplificador operacional es un escalón de tensión grande. La salida es una forma de onda exponencial que aumenta 0,25 V en 0,1 μs. ¿Cuál es el *slew rate* del amplificador operacional?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (18.1):

$$S_R = \frac{0{,}25\,\text{V}}{0{,}1\,\propto\text{s}} = 2{,}5\,\text{V}/\propto\text{s}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 18.4 Si la tensión de salida medida aumenta 0,8V en 0,2 μs, ¿cuál será el *slew rate*?

Ejemplo 18.5

El LF411A tiene un *slew rate* de 15 V/μs. ¿Cuál es el ancho de banda de potencia para una tensión de salida de pico de 10 V?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (18.2):

$$f_{máx} = \frac{S_R}{2\pi V_p} = \frac{15\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi(10\ \text{V})} = 239\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 18.5 Repita el Ejemplo 18.5 utilizando un 741C y $V_p = 200$ mV.

Ejemplo 18.6

¿Cuál es el ancho de banda de potencia en cada uno de los casos siguientes?

$S_R = 0{,}5$ V/μs y $V_p = 8$ V
$S_R = 5$ V/μs y $V_p = 8$ V
$S_R = 50$ V/μs y $V_p = 8$ V

SOLUCIÓN En la Figura 18.10, localice el ancho de banda de potencia para obtener las siguientes respuestas aproximadas: 10 kHz, 100 kHz y 1 MHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 18.6 Repita el Ejemplo 18.6 con $V_p = 1$ V.

18.3 El amplificador inversor

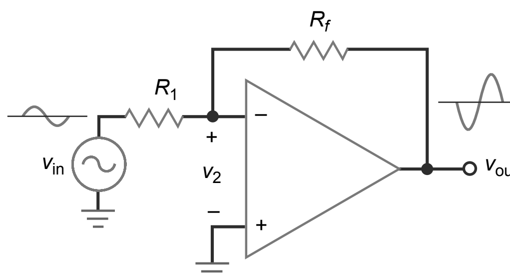
El **amplificador inversor** es el circuito amplificador operacional más básico. Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia total de tensión. La razón por la que necesitamos estabilizar la ganancia total de tensión es porque A_{VOL} es demasiado alta e inestable para cualquier uso si no se aplica alguna forma de realimentación. Por ejemplo, el 741C tiene una A_{VOL} mínima de 20.000 y una ganancia máxima A_{VOL} de más de 200.000. Una ganancia de tensión impredecible de esta magnitud y tal rango de variación no tiene ninguna utilidad sin realimentación.

Realimentación negativa inversora

La Figura 18.12 muestra un amplificador inversor, en el que no se muestran las tensiones de alimentación con el fin de mantener el esquema lo más simple posible. Es decir, estamos viendo el circuito equivalente en alterna. Una tensión de entrada v_{in} excita la entrada inversora a través de la resistencia R_1, lo que da lugar a una tensión de entrada inversora v_2. La ganancia de tensión en lazo abierto amplifica esta tensión de entrada para generar una tensión de salida invertida. La tensión de salida se realimenta a la entrada a través de la resistencia de realimentación R_f. Esto da lugar a una realimentación negativa porque la salida está desfasada 180° respecto de la entrada. En otras palabras, a cualquier variación de v_2 producida por la tensión de entrada se le opone una variación de la señal de salida.

Veamos cómo estabiliza la realimentación negativa la ganancia total de tensión: si la ganancia de tensión en lazo abierto A_{VOL} aumenta por cualquier razón, la tensión de salida aumentará y realimentará más tensión a la entrada inversora. Esta tensión de realimentación opuesta reduce v_2. Por tanto, incluso aunque A_{VOL} haya aumentado,

Figura 18.12 El amplificador inversor.



v_2 disminuye y la salida final aumenta mucho menos de lo que se hubiera incrementado sin realimentación negativa. El resultado global es un ligero incremento de la tensión de salida, tan pequeño que es difícil de observar. En el Capítulo 19, veremos los detalles matemáticos de la realimentación negativa con lo que le será más fácil comprender la magnitud de estas variaciones.

Tierra virtual

Cuando conectamos un fragmento de cable entre algún punto de un circuito y tierra, la tensión en dicho punto se hace igual a cero. Además, el cable proporciona un camino para que la corriente fluya hasta tierra. Una *tierra mecánica* (un cable entre un punto y tierra) es un punto de tierra tanto para tensiones como para corrientes.

La **tierra virtual** es diferente. Este tipo de tierra se utiliza frecuentemente como atajo analizar un amplificador inversor. Con una tierra virtual, el análisis de un amplificador inversor y los circuitos relacionados se simplifica increíblemente.

El concepto de tierra virtual se basa en el amplificador operacional ideal. Cuando un amplificador operacional se considera ideal, su ganancia de tensión en lazo abierto es infinita y su resistencia de entrada también es infinita. Basándonos en esto, podemos deducir las siguientes propiedades ideales para el amplificador inversor de la Figura 18.13:

1. Como R_{in} es infinita, i_2 es cero.
2. Como A_{VOL} es infinita, v_2 es cero.

Dado que i_2 es cero en el circuito de la Figura 18.13, la corriente a través de R_f tiene que ser igual a la corriente de entrada que circula por R_1, como se muestra. Además, como v_2 es cero, la tierra virtual señalada en la Figura 18.13 indica que la entrada inversora se comporta con un punto de tierra para la tensión pero como un circuito abierto para la corriente.

Una tierra virtual no es muy habitual; es como la mitad de un punto de tierra ya que se comporta como un cortocircuito para la tensión pero como un circuito abierto para la corriente. Para recordar esta cualidad de media tierra, la Figura 18.13 utiliza una línea de puntos entre la entrada inversora y tierra. La línea de puntos indica que no puede fluir corriente hacia tierra. Aunque la tierra virtual es una aproximación ideal, proporciona resultados muy precisos cuando se emplea con una realimentación negativa fuerte.

Ganancia de tensión

En la Figura 18.14, imagine un punto de tierra virtual en la entrada inversora. En este caso, el terminal derecho de R_1 es un punto de tierra virtual, por lo que podemos escribir:

$$v_{in} = i_{in}R_1$$

De forma similar, el terminal izquierdo de R_f también es un punto de tierra virtual, por lo que el valor de la tensión de salida es:

$$v_{out} = -i_{in}R_f$$

Dividiendo v_{out} entre v_{in} obtenemos la ganancia de tensión:

$$A_{v(CL)} = \frac{-R_f}{R_1} \qquad (18.3)$$

Figura 18.13 Concepto de tierra virtual: se comporta como un cortocircuito para la tensión y como un circuito abierto para la corriente.

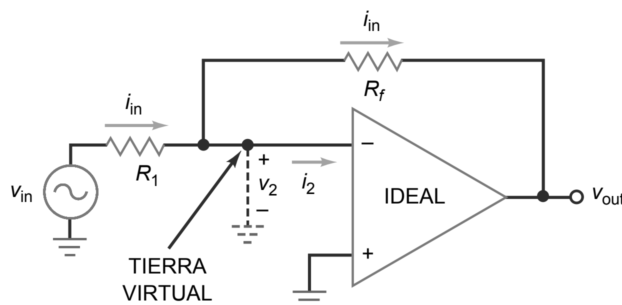
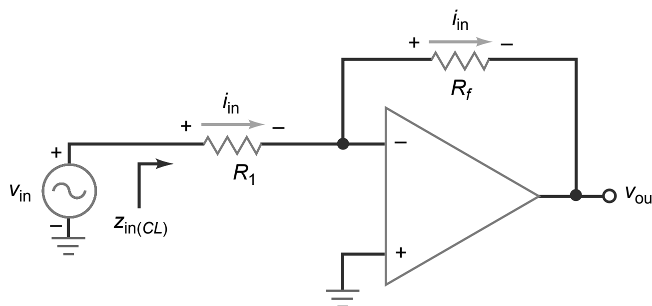


Figura 18.14 En un amplificador inversor circula la misma corriente a través de las dos resistencias.



donde $A_{v(CL)}$ es la ganancia de tensión en lazo cerrado. Se denomina **ganancia de tensión en lazo cerrado** porque es la tensión cuando existe un camino de realimentación entre la salida y la entrada. A causa de la realimentación negativa, la ganancia de tensión en lazo cerrado $A_{v(CL)}$ siempre es menor que la ganancia de tensión en lazo abierto A_{VOL}.

Veamos lo simple y elegante que es la Ecuación (18.3). La ganancia de tensión en lazo cerrado es igual al cociente de la resistencia de realimentación entre la resistencia de entrada. Por ejemplo, si $R_1 = 1$ kΩ y $R_f = 50$ kΩ, la ganancia de tensión en lazo cerrado es igual a 50. Gracias a la fuerte realimentación negativa, esta ganancia de tensión en lazo cerrado es muy estable. Si A_{VOL} varía por una variación de temperatura, las variaciones de la tensión de alimentación o la sustitución del amplificador operacional, $A_{v(CL)}$ continuará siendo muy próxima a 50. En el Capítulo 19 se estudia más detalladamente la estabilidad de la ganancia. El signo negativo en la ecuación de la ganancia de tensión indica un desplazamiento de fase de 180°.

Impedancia de entrada

En algunas aplicaciones, un diseñador puede desear tener una impedancia de entrada específica. Ésta es una de las ventajas de un amplificador inversor: es fácil fijar una impedancia de entrada determinada. Veamos por qué. Dado que el terminal derecho de R_1 está conectado a un punto de tierra virtual, la impedancia de entrada en lazo cerrado es:

$$z_{in(CL)} = R_1 \quad \textbf{(18.4)}$$

Ésta es la impedancia que se ve mirando desde el terminal izquierdo de R_1, como se indica en la Figura 18.14. Por ejemplo, si se necesitan una impedancia de entrada de 2kΩ y una ganancia de tensión en lazo cerrado de 50, un diseñador puede utilizar las resistencias $R_1 =$ 2 kΩ y $R_f = 100$ kΩ.

INFORMACIÓN ÚTIL

Un amplificador inversor puede tener más de una entrada porque, con el punto de tierra virtual, cada entrada está aislada de forma efectiva de la otra. Cada entrada ve su propia resistencia de entrada y nada más.

Ancho de banda

El **ancho de banda en lazo abierto** o frecuencia de corte de un amplificador operacional es muy bajo debido al condensador de compensación interno. En un 741C:

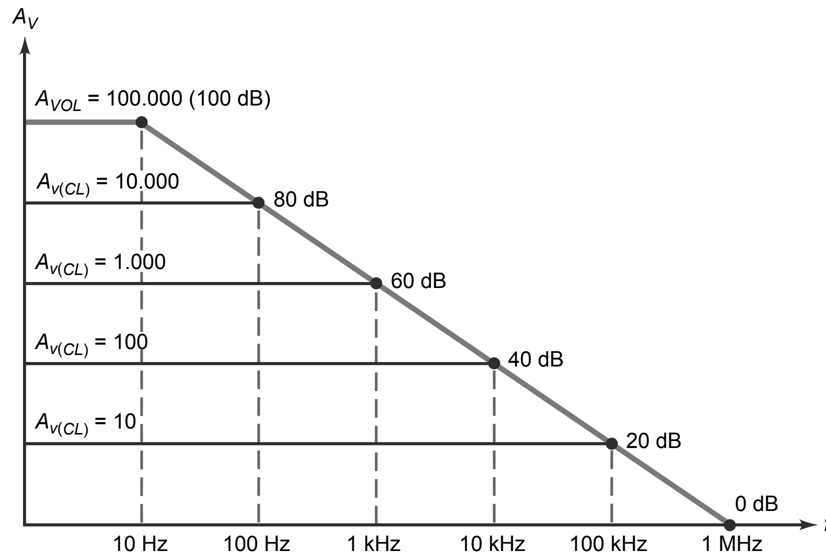
$$f_{2(OL)} = 10 \text{ Hz}$$

A esta frecuencia, la ganancia de tensión en lazo abierto se quiebra y disminuye según una pendiente de primer orden.

Si se emplea realimentación negativa, el ancho de banda total aumenta. La razón de ello es la siguiente: si la frecuencia de entrada es mayor que $f_{2(OL)}$, A_{VOL} disminuye con una pendiente de 20 dB por década. Cuando v_{out} trata de disminuir, se realimenta menos tensión opuesta a la entrada inversora. Por tanto, v_2 aumenta y compensa la disminución de A_{VOL}. A causa de ello, $A_{v(CL)}$ se quiebra a una frecuencia más alta que $f_{2(OL)}$. Cuando mayor es la realimentación negativa, más alta es la frecuencia de corte en lazo cerrado. Dicho de otra manera: cuanto menor es $A_{v(CL)}$, más alta es $f_{2(CL)}$.

La Figura 18.15 ilustra cómo aumenta el ancho de banda en lazo cerrado con la realimentación negativa. Como puede ver, cuanto más fuerte es la realimentación negativa (más pequeña es $A_{v(CL)}$), mayor es el ancho de banda en lazo cerrado. La ecuación para obtener el ancho de banda en lazo cerrado es la siguiente:

Figura 18.15 Cuanto menor es la ganancia de tensión mayor es el ancho de banda.



$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unidad}}}{A_{v(CL)} + 1} \qquad \text{(sólo amplificador inversor)}$$

En la mayoría de las aplicaciones, $A_{v(CL)}$ es mayor que 10 y la ecuación se simplifica como sigue:

$$\boldsymbol{f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unidad}}}{A_{v(CL)}}} \qquad \textbf{(no inversor)} \qquad \textbf{(18.5)}$$

Por ejemplo, cuando $A_{v(CL)}$ es 10:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{10} = 100\ \text{kHz}$$

lo que está de acuerdo con la Figura 18.14. Si $A_{v(CL)}$ es 100:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{100} = 10\ \text{kHz}$$

que también concuerda.

La Ecuación (18.5) puede reordenarse de la siguiente manera:

$$\boldsymbol{f_{\text{unidad}} = A_{v(CL)} f_{2(CL)}} \qquad \textbf{(18.6)}$$

Observe que la frecuencia de ganancia unidad es igual al producto de la ganancia por el ancho de banda. Y es por esto que muchas hojas de características hacen referencia a la frecuencia ganancia unidad como el **producto ganancia-ancho de banda** (GBW, *gain-bandwidth product*).

Nota: en las hojas de características no se utiliza siempre el mismo símbolo para designar a la ganancia de tensión en lazo abierto. Podrá encontrar notaciones como éstas: A_{OL}, A_v, A_{vo} y A_{vol}. Normalmente, a partir de la hoja de características resulta evidente que todos estos símbolos representan la ganancia de tensión en lazo abierto del amplificador operacional. En este libro, utilizaremos A_{VOL}.

Polarización y *offset*

La realimentación negativa reduce el error de salida causado por la corriente de polarización de entrada, la corriente de *offset* de entrada y la tensión de *offset* de entrada. En el Capítulo 17 se han explicado las tres tensiones de error de entrada y la ecuación para calcular la tensión total de error de salida:

$$V_{\text{error}} = A_{VOL}(V_{1\text{error}} + V_{2\text{error}} + V_{3\text{error}})$$

Si se utiliza realimentación negativa, esta ecuación puede escribirse así:

$$V_{\text{error}} \cong \pm A_{v(CL)}(\pm V_{1\text{error}} \pm V_{2\text{error}} \pm V_{3\text{error}}) \tag{18.7}$$

donde V_{error} es la tensión total de error de salida. Observe que la Ecuación (18.7) incluye signos $\pm$. Las hojas de características no incluyen signos $\pm$ porque se sobreentiende que dichos errores pueden producirse en cualquier dirección. Por ejemplo, cualquiera de las corrientes de base puede ser mayor que la otra y la tensión de *offset* de entrada puede tener signo positivo o negativo.

En las producciones en serie, los errores de entrada se pueden sumar de la peor forma posible. Las expresiones para obtener cada uno de los errores de entrada se han explicado en el Capítulo 17, pero las repetimos aquí:

$$V_{1\text{error}} = (R_{B1} - R_{B2})I_{\text{in(polarización)}} \tag{18.8}$$

$$V_{2\text{error}} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{\text{in(off)}}}{2} \tag{18.9}$$

$$V_{3\text{error}} = V_{\text{in(off)}} \tag{18.10}$$

Si $A_{v(CL)}$ es pequeña, el error total de salida dado por la Ecuación (18.7) puede ser lo suficientemente pequeño como para poder ignorarlo. En caso contrario, será preciso utilizar una resistencia de compensación y un circuito de anulación de *offset*.

En un amplificador inversor, R_{B2} es la resistencia de Thevenin vista al mirar desde la entrada inversora hacia la fuente. Esta resistencia queda determinada por:

$$R_{B2} = R_1 \| R_f \tag{18.11}$$

Si es necesario compensar la corriente de polarización de entrada, habrá que conectar una resistencia igual R_{B1} a la entrada no inversora. Esta resistencia no tiene efecto sobre la aproximación de tierra virtual, ya que a su través no fluye ninguna señal de corriente.

Ejemplo 18.7

La Figura 18.16*a* representa un circuito equivalente de alterna, por lo que podemos ignorar el error de salida debido a la polarización de entrada y los *offsets*. ¿Cuáles son los valores de la ganancia de tensión en lazo cerrado y del ancho de banda? ¿Cuál es la tensión de salida a 1 kHz? ¿Y a 1 MHz?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (18.3), obtenemos la ganancia de tensión en lazo cerrado:

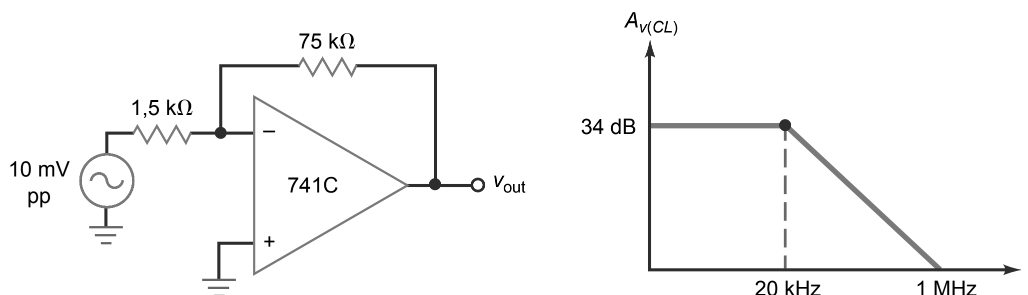
$$A_{v(CL)} = \frac{-75\,\text{k}\Omega}{1{,}5\,\text{k}\Omega} = -50$$

Aplicando la Ecuación (18.5), obtenemos el ancho de banda en lazo cerrado:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\text{ MHz}}{50} = 20\text{ kHz}$$

La Figura 18.16*b* muestra el diagrama de Bode ideal de la ganancia de tensión en lazo cerrado. El equivalente en decibelios de 50 es 34 dB. (Truco: 50 es la mitad de 100, o 6 dB menos que 40 dB.)

Figura 18.16 Ejemplo.



La tensión de salida a 1 kHz es:

$$v_{out} = (-50)(10 \text{ mV pp}) = -500 \text{ mV pp}$$

Puesto que 1 MHz es la frecuencia de ganancia unidad, la tensión de salida a 1 MHz es:

$$v_{out} = -10 \text{ mV pp}$$

De nuevo, el signo menos (−) en el valor de la salida indica un desfase de 180° entre la entrada y la salida.

PROBLEMA PRÁCTICO 18.7 En la Figura 18.16*a*, ¿cuál es la tensión de salida a 100 kHz? [*Consejo:* utilice la Ecuación (16.20).]

Ejemplo 18.8

¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 18.17*a* cuando v_{in} es cero? Utilice los valores típicos dados en la Tabla 18.1.

SOLUCIÓN La Tabla 18.1 especifica estos valores para un 741C: $I_{in(polarización)} = 80$ nA, $I_{in(off)} = 20$ nA y $V_{in(off)} = 2$ mV. Aplicando la Ecuación (18.11):

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_f = 1{,}5 \text{ k}\Omega \parallel 75 \text{ k}\Omega = 1{,}47 \text{ k}\Omega$$

Aplicando las Ecuaciones (18.8) a (18.10), obtenemos las tres tensiones de error de entrada:

$$V_{1error} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(polarización)} = (-1{,}47 \text{ k}\Omega)(80 \text{ nA}) = -0{,}118 \text{ mV}$$

$$V_{2error} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (1{,}47 \text{ k}\Omega)(10 \text{ nA}) = 0{,}0147 \text{ mV}$$

$$V_{3error} = V_{in(off)} = 2 \text{ mV}$$

La ganancia de tensión en lazo cerrado, calculada en el ejemplo anterior, es 50. En la Ecuación (18.7) sumamos los errores correspondientes al caso peor y obtenemos una tensión de error de salida de:

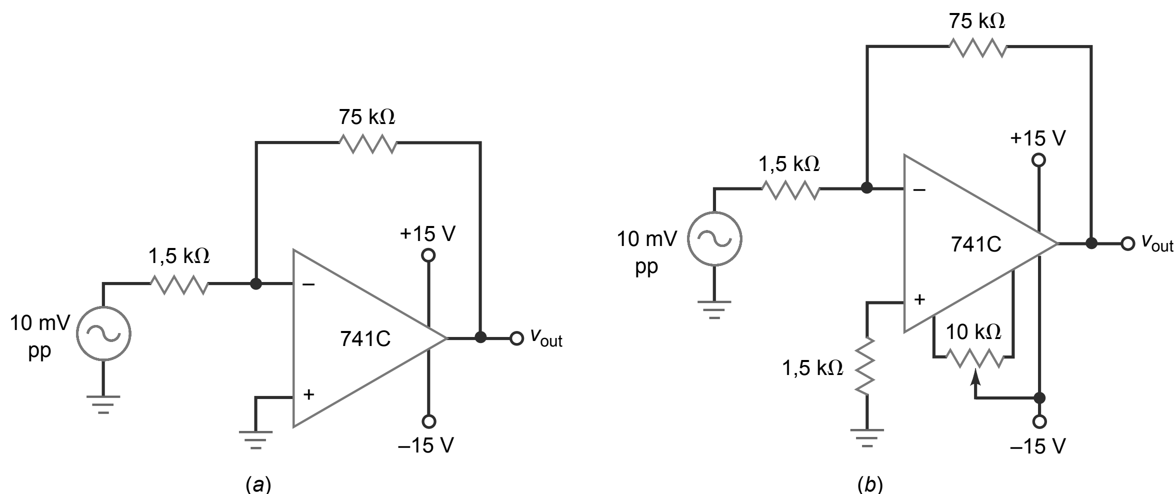
$$V_{error} = \pm 50(0{,}118 \text{ mV} + 0{,}0147 \text{ mV} + 2 \text{ mV}) = \pm 107 \text{ mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 18.8 Repita el Ejemplo 18.8 utilizando un amplificador operacional LF157A.

Ejemplo 18.9

En el ejemplo anterior hemos utilizado los parámetros típicos. La hoja de características de un 741C especifica los siguientes parámetros para el caso peor: $I_{in(polarización)} = 500$ nA, $I_{in(off)} = 200$ nA y $V_{in(off)} = 6$ mV. Calcule de nuevo la tensión de salida si v_{in} es cero en el circuito de la Figura 18.17*a*.

Figura 18.17 Ejemplo.



SOLUCIÓN Aplicando las Ecuaciones (18.8) a (18.10), obtenemos las tres tensiones de error de entrada siguientes:

$$V_{1\text{error}} = (R_{B1} - R_{B2})I_{\text{in(polarización)}} = (-1{,}47\ \text{k}\Omega)(500\ \text{nA}) = -0{,}735\ \text{mV}$$

$$V_{2\text{error}} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{\text{in(off)}}}{2} = (1{,}47\ \text{k}\Omega)(100\ \text{nA}) = 0{,}147\ \text{mV}$$

$$V_{3\text{error}} = V_{\text{in(off)}} = 6\ \text{mV}$$

Sumando los errores correspondientes al caso peor obtenemos una tensión de error de salida de:

$$V_{\text{error}} = \pm 50(0{,}735\ \text{mV} + 0{,}147\ \text{mV} + 6\ \text{mV}) = \pm 344\ \text{mV}$$

En el Ejemplo 18.7, la tensión de salida deseada era 500 mV pp. ¿Podemos ignorar esa enorme tensión de error de salida? Dependerá de la aplicación. Por ejemplo, supongamos que sólo necesitamos amplificar señales de audio de frecuencias comprendidas entre 20 Hz y 20 kHz. En este caso, podemos acoplar capacitivamente la salida a la resistencia de carga o a la siguiente etapa. De este modo, la tensión continua de error de salida se bloqueará pero la señal alterna se transmitirá. Por tanto, en este caso, el error de salida es irrelevante.

Por el contrario, si queremos amplificar señales con frecuencias comprendidas entre 0 y 20 kHz, entonces tendremos que usar un amplificador operacional mejor (con corriente de polarización y of fsets más pequeños), o modificar el circuito como se muestra en la Figura 18.17*b*. Aquí, hemos añadido una resistencia de compensación a la entrada no inversora para eliminar el efecto de la corriente de polarización de entradaTambién se utiliza un potenciómetro de 10 kΩ para anular los efectos de la corriente *offset* de entrada y de la tensión de *offset* de entrada.

18.4 El amplificador no inversor

El **amplificador no inversor** es otro circuito amplificador operacional básico. Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia total de tensión. Con este tipo de amplificador, la realimentación negativa también aumenta la impedancia de entrada y disminuye la impedancia de salida.

Circuito básico

La Figura 18.18 muestra el circuito equivalente de alterna de un amplificador no inversor. Una tensión de entrada v_{in} excita la entrada no inversora. Esta tensión de entrada se amplifica para generar la tensión de salida en fase mostrada. Parte de la tensión de salida se realimenta a la entrada a través de un divisor de tensión. La tensión que cae en R_1 es la tensión de realimentación aplicada a la entrada inversora. Esta tensión de realimentación es prácticamente igual que la tensión de entrada. Gracias a la alta ganancia de tensión en lazo abierto, la diferencia entre v_1 y v_2 es muy pequeña. Por tanto, dado que la tensión de realimentación se opone a la tensión de entrada, tenemos realimentación negativa.

Figura 18.18 El amplificador no inversor.

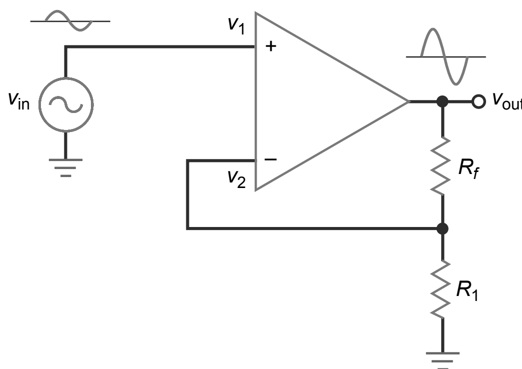
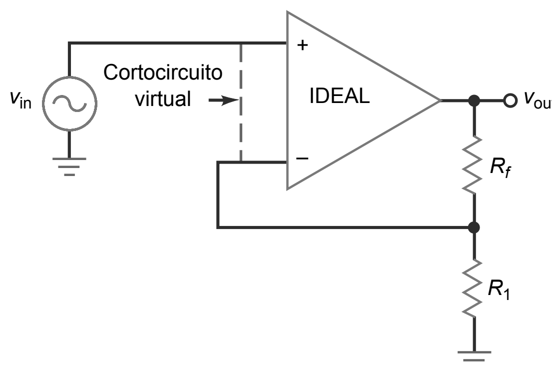


Figura 18.19 Entre las dos entradas de un amplificador operacional existe un cortocircuito virtual.



Veamos cómo la realimentación negativa estabiliza la ganancia total de tensión: si la ganancia de tensión en lazo abierto A_{VOL} aumenta por cualquier razón, la tensión de salida aumentará y realimentará más tensión a la entrada inversora. Esta tensión de realimentación opuesta reduce la tensión de entrada neta $v_1 - v_2$. Por tanto, incluso aunque A_{VOL} aumente, $v_1 - v_2$ disminuirá y la salida final aumentará mucho menos que si no existiera la realimentación negativa. El resultado final es sólo un ligero incremento en la tensión de salida.

Cortocircuito virtual

Cuando se conecta un fragmento de cable entre dos puntos de un circuito, la tensión en ambos puntos con respeto a tierra es la misma. Además, el cable proporciona un camino para que la corriente fluya entre los dos puntos. Un *cortocircuito mecánico* (un cable entre dos puntos) es un cortocircuito tanto para la tensión como para la corriente.

Un **cortocircuito virtual** es diferente; se puede utilizar para analizar los amplificadores no inversores. Con un cortocircuito virtual, podemos analizar rápida y fácilmente los amplificadores no inversores y los circuitos relacionados.

El cortocircuito virtual utiliza estas dos propiedades de un amplificador operacional ideal:

1. Como R_{in} es infinita, ambas corrientes de entrada son cero.
2. Como A_{VOL} es infinita, $v_1 - v_2$ es cero.

La Figura 18.19 muestra un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del amplificador operacional. El cortocircuito virtual es un cortocircuito para las tensiones pero es un circuito abierto para las corrientes. La línea de puntos indica a modo de recordatorio que no puede fluir corriente a su través. Aunque el cortocircuito virtual es una aproximación ideal, proporciona resultados muy precisos cuando se utiliza con una realimentación negativa fuerte.

INFORMACIÓN ÚTIL

De acuerdo con la Figura 18.19, la impedancia de entrada en lazo cerrado es $z_{in(CL)} = R_{in}(1 + A_{VOL}B)$, donde R_{in} representa la resistencia de entrada en lazo abierto.

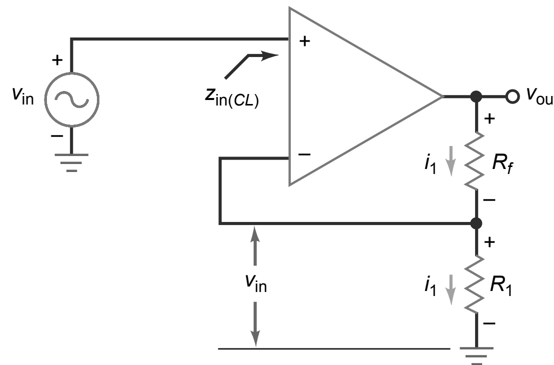
Veamos cómo utilizaremos el cortocircuito virtual: al analizar un amplificador no inversor o un circuito similar, podemos imaginar un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del amplificador operacional. Mientras que el amplificador operacional está funcionando en la región lineal (no está saturado positiva ni negativamente), la ganancia de tensión en lazo abierto se aproxima a infinito y existe un cortocircuito virtual entre los dos terminales de entrada.

Una puntualización más: a causa del cortocircuito virtual, la tensión de la entrada inversora sigue a la tensión de la entrada no inversora. Si la tensión de la entrada no inversora aumenta o disminuye, la tensión de la entrada inversora aumenta o disminuye inmediatamente adquiriendo el mismo valor. Esta acción de seguimiento se conoce como **autoelevación** (*bootstrapping*). La entrada no inversora empuja a la entrada inversora hacia arriba o hacia abajo para tomar el mismo valor. Dicho de otra forma, la entrada inversora es autoelevada por la entrada no inversora.

Ganancia de tensión

En la Figura 18.20, imagine un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del amplificador operacional. Así, el cortocircuito virtual indica que la tensión de entrada aparece en R_1, como se muestra. Por tanto, podemos escribir:

Figura 18.20 La tensión de entrada aparece en R_1 y fluye la misma corriente a través de las resistencias.



$$v_{in} = i_1 R_1$$

Dado que no puede fluir corriente a través de un cortocircuito virtual, la misma corriente i_1 debe circular por R_f, lo que significa que la tensión de salida está dada por:

$$v_{out} = i_1(R_f + R_1)$$

Dividiendo v_{out} entre v_{in} obtenemos la ganancia de tensión:

$$A_{v(CL)} = \frac{R_f + R_1}{R_1}$$

o

$$\mathbf{A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1} \qquad \textbf{(18.12)}$$

Esta expresión es fácil de recordar porque es la misma que la ecuación obtenida para un amplificador inversor, salvo porque hemos sumado 1 a la relación de las resistencias. Observe también que la salida está en fase con la entrada. Por tanto, no es necesario el signo menos (−) en la ecuación de la ganancia de tensión.

Otras magnitudes

La impedancia de entrada en lazo cerrado tiende a infinito. En el siguiente capítulo, analizaremos matemáticamente el efecto de la realimentación negativa y demostraremos que dicha realimentación hace que la impedancia de entrada aumente. Puesto que la impedancia de entrada en lazo abierto ya es muy alta (2MΩ en un 741C), la impedancia de entrada en lazo cerrado será incluso más grande.

El efecto de la realimentación negativa sobre el ancho de banda es el mismo que en un amplificador inversor:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unidad}}{A_{v(CL)}}$$

De nuevo, podemos llegar a un compromiso para la ganancia de tensión y el ancho de banda. Cuanto menor es la ganancia de tensión en lazo cerrado, mayor será el ancho de banda.

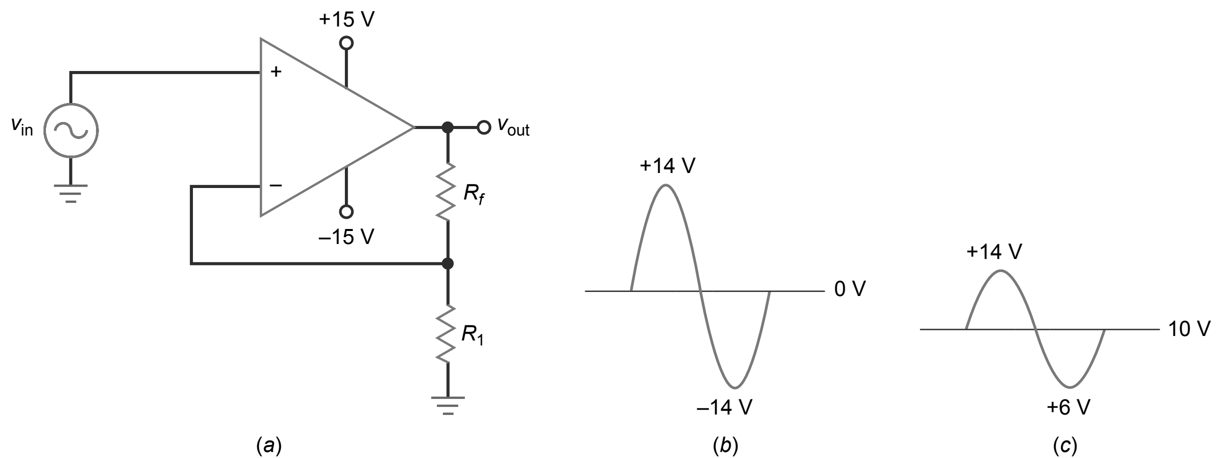
Las tensiones de error de entrada debidas a la corriente de polarización de entrada, la corriente de *offset* de entrada y la tensión de *offset* de entrada se analizan de la misma manera que para el amplificador inversor. Después de calcular cada uno de los errores de entrada, podemos multiplicar por la ganancia de tensión en lazo cerrado para obtener el error total de salida.

R_{B2} es la resistencia de Thevenin vista mirando desde la entrada inversora hacia al divisor de tensión. Esta resistencia es la misma que para el amplificador inversor:

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_f$$

Si es necesario compensar la corriente de polarización de entrada, puede conectarse una resistencia igual R_{B1} en la entrada no inversora. Esta resistencia no tiene efecto sobre la aproximación de cortocircuito virtual, ya que no fluye ninguna señal de corriente a través de ella.

Figura 18.21 La tensión de error de salida reduce el valor MPP.



La tensión de error de salida reduce el valor MPP

Como se ha explicado anteriormente, si estamos amplificando señales de alterna, podemos acoplar capacitivamente la señal de salida a la car ga. En este caso, podemos ignorar la tensión de error de salida a menos que sea excesivamente grande. En ese caso, el valor MPP, es decir, la salida máxima de pico a pico sin recortar se reducirá de forma significativa.

Por ejemplo, si no hay tensión de error de salida, la amplitud de salida del amplificador no inversor de la Figura 18.21*a* podrá variar entre las tensiones de alimentación con uno o dos voltios de margen en los extremos. Con el fin simplificar, suponemos que la señal de salida puede oscilar entre +14 y −14 V, lo que da un valor MPP de 28 V, como se muestra en la Figura 18.21 *b*. Ahora, supongamos que la tensión de error de salida es de +10 V, como se indica en la Figura 18.21*c*. Con esta enorme tensión de error de salida, la excursión máxima de pico a pico no recortada va desde +14 a +6 V, lo que da un MPP de sólo 8 V. Este valor puede ser válido si la aplicación no requiere una señal de salida grande. Lo que tiene que recordar es: cuanto mayor sea la tensión de error de salida, más pequeño será el valor MPP.

Ejemplo 18.10

En el circuito de la Figura 18.22*a*, ¿cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado? ¿Y el ancho de banda? ¿Cuál es la tensión de salida a 250 kHz?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (18.12):

$$A_{v(CL)} = \frac{3,9\,\text{k}\Omega}{100\,\Omega} + 1 = 40$$

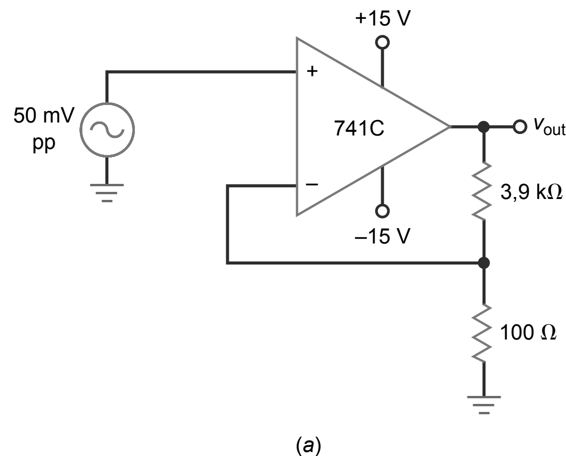
Dividiendo la frecuencia de ganancia unidad entre la ganancia de tensión en lazo cerrado obtenemos:

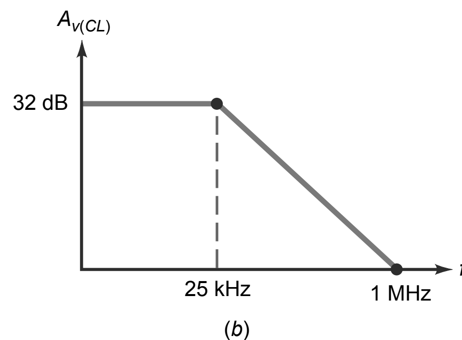
$$f_{2(CL)} = \frac{1\text{ MHz}}{40} = 25\text{ kHz}$$

La Figura 18.22*b* muestra el diagrama de Bode ideal de la ganancia de tensión en lazo cerrado. El equivalente en decibelios de 40 es 32 dB (truco: 40 = 10 × 2 × 2 o 20 dB + 6 dB + 6 dB = 32 dB). Dado que la ganancia $A_{v(CL)}$ se quiebra en 25 kHz, a 250 kHz es 20 dB menor. Esto quiere decir que $A_{v(CL)}$ = 12 dB a 250 kHz, que es equivalente a una ganancia de tensión ordinaria de 4. Por tanto, la tensión de salida a 250 kHz es:

$$v_{out} = 4\ (50\text{ mV pp}) = 200\text{ mV pp}$$

Figura 18.22 Ejemplo.





PROBLEMA PRÁCTICO 18.10 En el circuito de la Figura 18.22, cambie el valor de la resistencia de 3,9 kΩ a 4,9 kΩ. Halle $A_{v(CL)}$ y v_{out} a 200 kHz.

Ejemplo 18.11

Por comodidad, vamos a repetir los parámetros del caso peor de un amplificador operacional 741C: $I_{in(polarización)} =$ 500 nA, $I_{in(off)} = 200$ nA y $V_{in(off)} = 6$ mV. ¿Cuál es la tensión de error de salida en el circuito de la Figura 18.22*a*?

SOLUCIÓN R_{B2} es el equivalente del paralelo de 3,9 kΩ y 100 Ω, que es aproximadamente igual a 100 Ω. Aplicando las Ecuaciones (18.8) a (18.10), las tres tensiones de error de entrada son:

$$V_{1error} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(polarización)} = (-100\ \Omega)(500\ \text{nA}) = -0{,}05\ \text{mV}$$

$$V_{2error} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (100\ \Omega)(100\ \text{nA}) = 0{,}01\ \text{mV}$$

$$V_{3error} = V_{in(off)} = 6\ \text{mV}$$

Sumando los errores para el caso peor obtenemos la tensión de error de salida:

$$V_{error} = \pm 40(0{,}05\ \text{mV} + 0{,}01\ \text{mV} + 6\ \text{mV}) = \pm 242\ \text{mV}$$

Si esta tensión de error de salida constituye un problema, podemos utilizar un potenciómetro de 10 kΩ, como se ha descrito anteriormente, para anular la salida.

18.5 Dos aplicaciones del amplificador operacional

Las aplicaciones de los amplificadores operacionales son tantas y tan variadas que es imposible exponerlas todas de forma exhaustiva en este capítulo. Además, necesitamos comprender mejor el mecanismo de la realimentación negativa antes de pasar a la aplicaciones más avanzadas. Por el momento, vamos a abordar dos circuitos prácticos.

Amplificador sumador

Cuando necesitamos combinar dos o más señales analógicas en una misma salida, la opción natural es el **amplificador sumador** mostrado en la Figura 18.23*a*. Con el fin de simplificar, el circuito sólo muestra dos entradas, pero podemos tener tantas entradas como precise la aplicación. Un circuito como éste amplifica cada una de las señales de entrada. La ganancia de cada *canal* o entrada viene dada por el cociente de la resistencia de realimentación y la correspondiente resistencia de entrada. Por ejemplo, las ganancias de tensión en lazo cerrado en el circuito de la Figura 18.23*a* son:

$$A_{v1(CL)} = \frac{-R_f}{R_1} \qquad \text{y} \qquad A_{v2(CL)} = \frac{-R_f}{R_2}$$

El circuito sumador combina todas las señales de entrada amplificadas en una única salida, que es:

$$\mathbf{v_{out} = A_{v1(CL)}v_1 + A_{v2(CL)}v_2} \qquad \textbf{(18.13)}$$

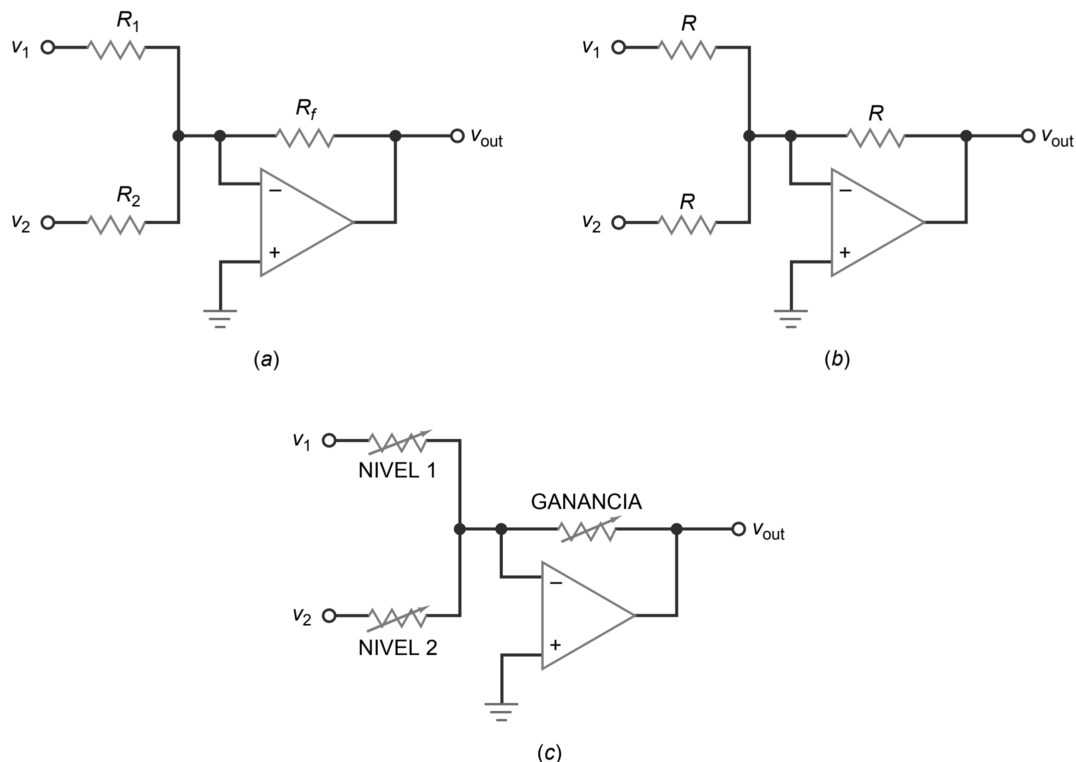
Es muy sencillo demostrar la Ecuación (18.13). Puesto que la entrada inversora es un punto de tierra virtual, la corriente total de entrada es:

$$i_{in} = i_1 + i_2 = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}$$

Gracias a la tierra virtual, toda esta corriente de entrada fluye a través de la resistencia de realimentación, produciendo una tensión de salida, cuyo valor es:

$$v_{out} = (i_1 + i_2)R_f = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2\right)$$

Figura 18.23 Amplificador sumador.



Aquí podemos ver que cada tensión de entrada es multiplicada por la correspondiente ganancia de canal y luego se suman para generar la salida total. Este mismo resultado puede aplicarse a cualquier número de entradas.

En algunas aplicaciones, todas las resistencias son iguales, como se muestra en la Figura 18.23*b*. En este caso, cada canal tiene una ganancia de tensión en lazo cerrado igual a la unidad (1) y la salida es:

$$v_{out} = -(v_1 + v_2 + \ldots + v_n)$$

Ésta es una forma adecuada de combinar señales de entrada y mantener sus tamaños relativos. La señal de salida combinada puede entonces ser procesada por otros circuitos.

La Figura 18.23*c* muestra un **mezclador**, una forma muy adecuada de combinar señales de audio en un sistema de audio de alta fidelidad. Las resistencias ajustables nos permiten fijar el nivel de cada entrada y el control de ganancia nos permite ajustar el volumen de la salida combinada. Disminuyendo NIVEL 1, podemos hacer que la señal v_1 sea más grande a la salida. Disminuyendo NIVEL 2, podemos hacer que la señal v_2 sea más grande. Aumentando la resistencia GANANCIA, podemos conseguir que ambas señales sean más grandes.

Una última puntualización: si se necesita compensar un circuito sumador añadiendo una resistencia igual en la entrada no inversora, la resistencia que se deberá emplear es la resistencia de Thevenin mirando hacia atrás desde la entrada inversora hacia las fuentes. El valor de esta resistencia queda determinado por el equivalente paralelo de todas las resistencia conectadas al punto de tierra virtual:

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_f \parallel \ldots \parallel R_n \quad (18.14)$$

Seguidor de tensión

En el Capítulo 11, hemos explicado el seguidor de emisor y hemos visto que resultaba útil para aumentar la impedancia de entrada a la vez que se generaba una señal de salida casi igual a la entrada. El **seguidor de tensión** es el equivalente de un seguidor de emisor, excepto porque funciona mucho mejor.

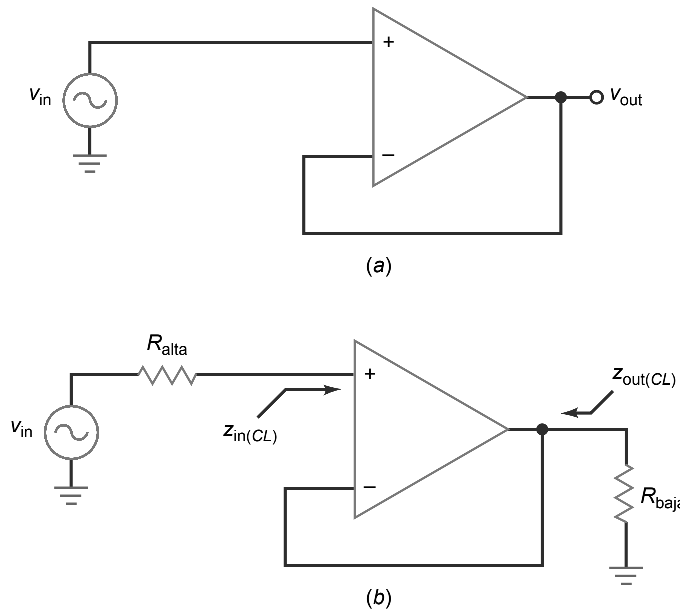
La Figura 18.24*a* muestra el circuito equivalente de alterna de un seguidor de tensión. Este circuito parece extremadamente simple, y su comportamiento está muy próximo al ideal porque la realimentación negativa es máxima. Como podemos ver, la resistencia de realimentación es cero. Por tanto, toda la tensión de salida se realimenta a la entrada inversora. Puesto que existe un cortocircuito virtual entre las entradas del amplificador operacional, la tensión de salida es igual a la tensión de entrada:

$$v_{out} = v_{in}$$

lo que implica que la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_{v(CL)} = 1 \quad (18.15)$$

Figura 18.24 (*a*) El seguidor de tensión tiene ganancia unidad y un ancho de banda máximo. (*b*) El seguidor de tensión emplea una fuente de alta impedancia para excitar una carga de baja de impedancia sin pérdidas de tensión.



Podemos obtener el mismo resultado calculando la ganancia de tensión en lazo cerrado con la Ecuación (18.12). Dado que $R_f = 0$ y $R_1 = \infty$:

$$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1 = 1$$

Por tanto, el seguidor de tensión es un circuito seguidor perfecto porque produce una tensión de salida que es exactamente igual a la tensión de entrada (o lo suficientemente próxima como para satisfacer prácticamente cualquier aplicación).

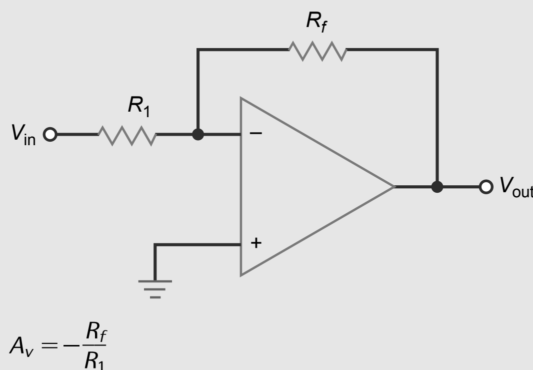
Además, la realimentación negativa máxima produce una impedancia de entrada en lazo cerrado que es mucho mayor que la impedancia de entrada en lazo abierto (2 MΩ para un 741C). También, una realimentación negativa máxima produce una impedancia de salida en lazo cerrado que es mucho más pequeña que la impedancia de salida en lazo abierto (75 Ω para un 741C). Por tanto, tenemos un método casi perfecto para convertir una fuente de alta impedancia en una fuente de baja impedancia.

La Figura 18.24*b* ilustra esta idea. La fuente de alterna de entrada tiene una alta impedancia de entrada R_{alta}. La carga presenta una baja impedancia R_{baja}. Gracias a la realimentación negativa máxima del seguidor de tensión, la impedancia de entrada en lazo cerrado $z_{in(CL)}$ es increíblemente alta y la impedancia de salida en lazo cerrado $z_{out(CL)}$ es increíblemente baja. Como resultado, toda la tensión de la fuente de entrada aparece en la resistencia de carga.

El punto más importante que hay que tener claro es el siguiente: el seguidor de tensión es la interfaz ideal que debe utilizarse entre una fuente de alta impedancia y una carga de baja impedancia. Básicamente, este circuito transforma la fuente de tensión de alta impedancia en una fuente de tensión de baja impedancia. Podrá ver el seguidor de tensión en una gran cantidad de aplicaciones.

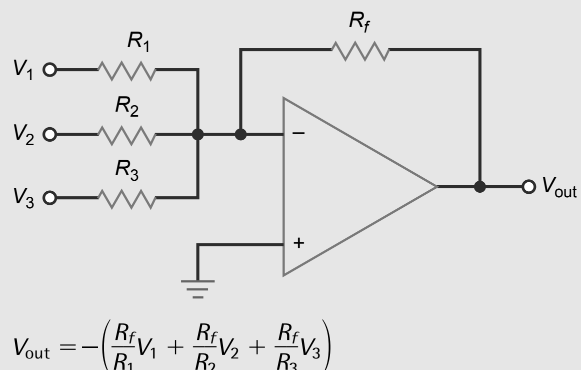
Tabla-resumen 18.1 Configuraciones básicas del amplificador operacional

Amplificador inversor



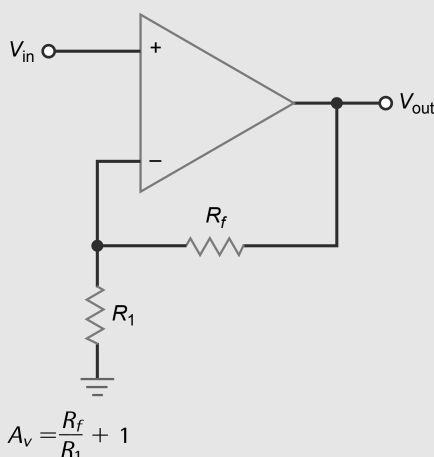
$$A_v = -\frac{R_f}{R_1}$$

Amplificador sumador



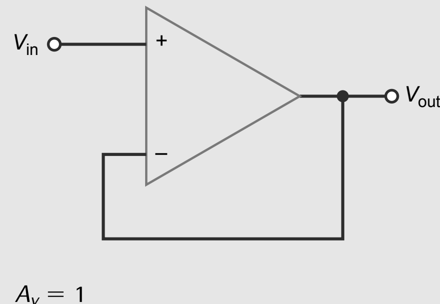
$$V_{out} = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_2}V_2 + \frac{R_f}{R_3}V_3\right)$$

Amplificador no inversor



$$A_v = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

Seguidor de tensión



$$A_v = 1$$

Dado que $A_{v(CL)} = 1$ en un seguidor de tensión, el ancho de banda en lazo cerrado es máximo e igual a:

$$f_{2(CL)} = f_{\text{unidad}} \quad (18.16)$$

Otra ventaja de este circuito es el pequeño error de *offset* de salida porque los errores de entrada no se amplifican. Dado que $A_{v(CL)} = 1$, la tensión total de error de salida es igual a la suma de los errores de entrada en el caso peor.

La Tabla-resumen 18.1 muestra los circuitos amplificador operacional básicos que hemos expuesto hasta el momento.

Ejemplo 18.12

Tres señales de audio excitan el amplificador sumador de la Figura 18.25. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

SOLUCIÓN Los canales tienen las siguientes ganancias de tensión en lazo cerrado:

$$A_{v1(CL)} = \frac{-100\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega} = -5$$

$$A_{v2(CL)} = \frac{-100\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = -10$$

$$A_{v3(CL)} = \frac{-100\ \text{k}\Omega}{50\ \text{k}\Omega} = -2$$

La tensión de salida es:

$$v_{\text{out}} = (-5)(100\ \text{mV}_{pp}) + (-10)(200\ \text{mV}_{pp}) + (-2)(300\ \text{mV}_{pp}) = -3{,}1\ \text{V}_{pp}$$

De nuevo, el signo menos indica un desplazamiento de fase de 180°.

Si es necesario compensar la polarización de entrada añadiendo una resistencia R_B igual en la entrada no inversora, la resistencia que se tendrá que utilizar es:

$$R_{B2} = 20\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega \parallel 50\ \text{k}\Omega \parallel 100\ \text{k}\Omega = 5{,}56\ \text{k}\Omega$$

El valor estándar más próximo de 5,6 kΩ será perfectamente adecuado. Un circuito de anulación puede encargarse de los restantes errores de entrada.

PROBLEMA PRÁCTICO 18.12 En el circuito de la Figura 18.25, las tensiones de los canales de entrada se cambian de valores de pico a pico a valores de continua positivos. ¿Cuál será la la tensión continua de salida?

Ejemplo 18.13

Una fuente de tensión alterna de 10 mV_{pp} con una resistencia interna de 100 kΩ excita al seguidor de tensión de la Figura 18.26*a*. La resistencia de carga es 1 Ω. ¿Cuál es la tensión de salida? ¿Y el ancho de banda?

Figura 18.25 Ejemplo.

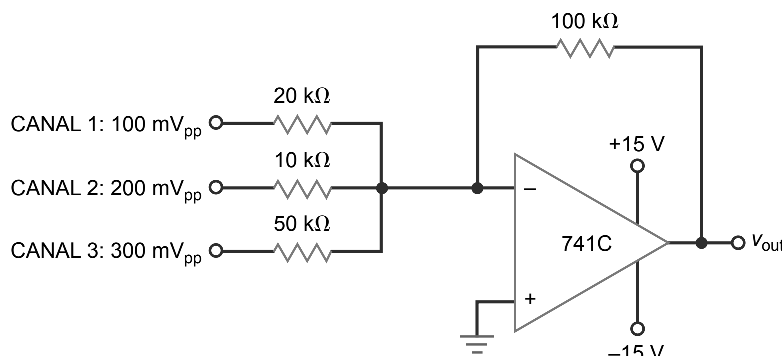
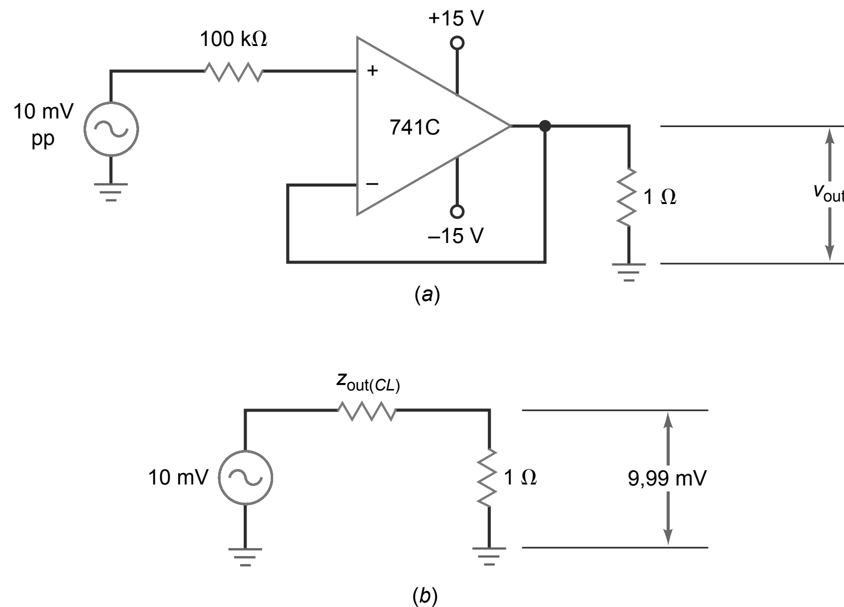


Figura 18.26 Ejemplo.



SOLUCIÓN La ganancia de tensión en lazo cerrado es la unidad. Por tanto,

$$v_{out} = 10 \text{ mV}_{pp}$$

y el ancho de banda será:

$$f_{2(CL)} = 1 \text{ MHz}$$

Este ejemplo refleja la idea explicada anteriormente. El seguidor de tensión constituye una forma sencilla de transformar una fuente de alta impedancia en una fuente de baja impedancia. Esto es lo mismo que hace el seguidor de emisor, pero el seguidor de tensión lo hace mucho mejor.

PROBLEMA PRÁCTICO 18.13 Repita el Ejemplo 18.13 utilizando un amplificador operacional LF157A.

Ejemplo 18.14

Si el seguidor de tensión de la Figura 18.26*a* se construye utilizando un simulador de circuitos, la tensión de salida en la resistencia de carga de 1 Ω es igual a 9,99 mV. Calcule la impedancia de salida en lazo cerrado.

SOLUCIÓN

$$v_{out} = 9{,}99 \text{ mV}$$

La impedancia de salida en lazo cerrado es la misma que la resistencia de Thevenin que ve la resistencia de carga. En el circuito de la Figura 18.26*b*, la corriente de carga es:

$$i_{out} = \frac{9{,}99 \text{ mV}}{1\ \Omega} = 9{,}99 \text{ mA}$$

Esta corriente de carga fluye a través de $z_{out(CL)}$ y dado que la tensión que cae en $z_{out(CL)}$ es igual a 0,01 mV:

$$z_{out(CL)} = \frac{0{,}01\,\text{mV}}{9{,}99\,\text{mA}} = 0{,}001\,\Omega$$

Profundicemos en el significado de esto. En el circuito de la Figura 18.26*a*, la fuente de tensión con la resistencia interna de 100 kΩ se ha convertido en una fuente de tensión con una impedancia interna de sólo 0,001 Ω. Impedancias de salida tan pequeñas como ésta nos aproximan a la fuente de tensión ideal explicada en el Capítulo 1.

PROBLEMA PRÁCTICO 18.14 Si la tensión de salida en la carga es de 9,95 mV en el circuito de la Figura 18.26*a*, calcule la impedancia de salida en lazo cerrado.

18.6 Circuitos integrados lineales

Los amplificadores operacionales representan aproximadamente un tercio de todos los circuitos integrados lineales. Con los amplificadores operacionales podemos construir una amplia variedad de circuito útiles. Aunque el amplificador operacional es el circuito integrado lineal más importante, otros CI lineales como amplificadores de audio, amplificadores de vídeo y regulares de tensión también se emplean de forma importante.

INFORMACIÓN ÚTIL

Los circuitos integrados, como los amplificadores operacionales, están reemplazando a los transistores en los circuitos electrónicos, del mismo modo que los transistores reemplazaron a la válvulas. Sin embargo, los amplificadores operacionales y los circuitos integrados lineales realmente son circuitos de microelectrónica.

Tabla de amplificadores operacionales

En la Tabla 18.2, el prefijo *LF* indica un amplificador operacional BIFET. Por ejemplo, el LF351, la primera entrada de la tabla, es un amplificador operacional BIFET con una tensión máxima de *offset* de entrada de 10 mV, una corriente máxima de polarización de corriente de 0,2 nA y una corriente máxima de *offset* de entrada de 0,1 nA. Puede suministrar una corriente de cortocircuito de 10 mA. Tiene una frecuencia de ganancia unidad de 4 MHz, un *slew rate* de 13 V/μs, una ganancia de tensión en lazo abierto de 88 dB y un factor de rechazo en modo común de 70 dB.

La tabla especifica dos parámetros más de los que no hemos hablado previamente. El primero es el **factor de rechazo de la tensión de alimentación** (PSRR, *power supply rejection ratio*). Este parámetro se define como:

$$\mathbf{PSRR} = \frac{\Delta V_{\mathbf{in(off)}}}{\Delta V_S} \qquad \mathbf{(18.17)}$$

Dicho con palabras, la ecuación establece que el factor de rechazo de la tensión de alimentación es igual a la variación de la tensión de *offset* de entrada dividida entre la variación de la tensión de alimentaciónAl hacer esta medida, el fabricante varía ambas tensiones de alimentación de forma simultánea y simétrica. Si $V_{CC} = +15$ V, $V_{EE} = -15$ V, y $\Delta V_S = +1$ V, entonces V_{CC} toma el valor de +16 V y V_{EE} se convierte en -16 V.

El significado de la Ecuación (18.17) es el siguiente: debido al desequilibrio en el amplificador diferencial de entrada y a otros efectos internos, una variación en la tensión de alimentación producirá una tensión de error a la salida. Dividiendo esta tensión de error de salida entre la ganancia de tensión en lazo cerrado se obtiene la variación en la tensión de *offset* de entrada. Por ejemplo, el LF351 de la Tabla 18.2 tiene un factor PSRR, expresado en decibelios de -76 dB. Si convertimos este valor a un número ordinario, obtenemos:

$$\text{PSRR} = \text{antilog}\,\frac{-76\text{ dB}}{20} = 0{,}000158$$

o, como se escribe en ocasiones:

$$\text{PSRR} = 158\ \mu\text{V/V}$$

Esto nos indica que una variación de 1 V en la tensión de alimentación producirá una variación en la tensión de *offset* de entrada de 158 μV. Por tanto, tenemos una fuente más de error a la entrada que se suma a las tres vistas anteriormente.

Tabla 18.2 Parámetros típicos de amplificadores operacionales seleccionados a 25°C

Código	$V_{in(off)}$ máx, mV	$I_{in(polariz.)}$ máx, nA	$I_{in(off)}$ máx, nA	I_{out} máx, mA	f_{unidad} típica, MHz	S_R típico, V/μs	A_{VOL} típica, dB	CMRR mín, dB	PSRR mín, dB	Deriva típica, μV/°C	Descripción de los amplificadores operacionales
LF351	10	0,2	0,1	10	4	13	88	70	−76	10	BIFET
LF353	10	0,2	0,1	10	4	13	88	70	−76	10	BIFET dual
LF356	5	0,2	0.05	20	5	12	94	85	−85	5	BIFET de banda ancha
LF411A	0,5	200	100	20	4	15	88	80	−80	10	BIFET de bajo *offset*
LM12	7	300	100	10 A†	0,7	9	94	75	−80	50	Alta potencia, más de 80 W
LM301A	7,5	250	50	10	1+	0,5+	108	70	−70	30	Compensación externa
LM307	7,5	250	50	10	1	0,5	108	70	−70	30	709 mejorado, comp. interna
LM308	7,5	7	1	5	0,3	0,15	108	80	−80	30	Precisión
LM318	10	500	200	10	15	70	86	70	−65	—H	Alta velocidad, alto *slew rate*
LM324	4	10	2	5	0,1	0,05	94	80	−90	10	Cuádruple de baja potencia
LM348	6	500	200	25	1	0,5	100	70	−70	—	741 cuádruple
LM675	10	2 μA*	500	3 A†	5,5	8	90	70	−70	25	Alta potencia, más de 25 W
LM741C	6	500	200	25	1	0,5	100	70	−70	—	Clásico original
LM747C	6	500	200	25	1	0,5	100	70	−70	—	741 dual
LM833	5	1 μA*	200	10	15	7	90	80	−80	2	Bajo ruido
LM1458	6	500	200	20	1	0,5	104	70	−77	—	Dual
OP-07A	0,025	2	1	10	0,6	0,17	110	110	−100	0,6	Precisión
OP-21A	0,1	100	4	—	0,6	0,25	120	100	−104	1	Precisión de baja potencia
OP-42E	0,75	0.2	0,04	25	10	58	114	88	−86	10	BIFET de alta velocidad
OP-64E	0,75	300	100	20	200	200	100	110	−105	—	Alta velocid. y ancho de banda
TL072	10	0,2	0,05	10	3	13	88	70	−70	10	BIFET dual de bajo ruido
TL074	10	0,2	0,05	10	3	13	88	70	−70	10	BIFET cuádruple de bajo ruido
TL082	3	0,2	0,01	10	3	13	94	80	−80	10	BIFET dual de bajo ruido
TL084	3	0,2	0,01	10	3	13	94	80	−80	10	BIFET cuádruple de bajo ruido

*Para el LM675 y el LM833, este valor se suele expresar en microamperios.
†Para el LM12 y el LM675, este valor se suele expresar en amperios.

El último parámetro especificado para el LF351 es la *deriva* de 10 μV/°C. Este parámetro se define como el coeficiente de temperatura de la tensión de *offset* de entrada y nos informa cuánto aumenta la tensión de *offset* de entrada con la temperatura. Una deriva de 10 μV/°C indica que la tensión de *offset* de entrada aumenta 10 μV por cada grado Celsius que aumenta la temperatura. Si la temperatura interna del amplificador operacional aumenta 50°C, la tensión de *offset* de entrada de un LF351 aumentará 500 μV.

Los amplificadores operacionales incluidos en la Tabla 18.2 se han seleccionado para mostrar la variedad de dispositivos comercialmente disponibles. Por ejemplo, el LF411A es un BIFET de bajo offset con una tensión de *offset* de entrada de sólo 0,5 mV. La mayoría de los amplificadores operacionales son dispositivos de baja potencia, aunque no todos. El LM675 es un amplificador operacional de alta potencia. Tiene una corriente de cortocircuito de 3 A y puede suministrar 25 W a una resistencia de carga. El LM12 es incluso de más alta potencia. Presenta una corriente de cortocircuito de 10 A y puede producir una potencia en la carga de 80 W. Varios LM12 pueden trabajar en paralelo para obtener potencias de salida aún más altas. Entre las posibles aplicaciones se incluyen reguladores de tensión de alto ciclo de trabajo, amplificadores de audio de alta calidad y sistemas de servocontrol.

Cuando se necesita un alto *slew rate*, el LM318 es una buena opción con un *slew rate* de 70 V/μs. También está disponible el OP-64E, con un *slew rate* de 200 V/μs. Generalmente, un alto *slew rate* y un ancho de banda grande van unidos. Como puede ver, el LM318 tiene una f_{unidad} de 15 MHz y el OP-64E de 200 MHz.

Muchos de los amplificadores operacionales están disponibles como amplificadores duales y cuádruples. Esto quiere decir que en un mismo encapsulado hay dos o cuatro amplificadores operacionales. Por ejemplo, el LM747C es un 741C doble. El LM348 contiene cuatro amplificadores 741. Los amplificadores operacionales simples y duales emplean encapsulados con 8 pines y los amplificadores operacionales cuádruples se suministran en encapsulados de 14 pines.

No todos los amplificadores operacionales necesitan dos tensiones de alimentación. Por ejemplo, el LM324 incluye cuatro amplificadores operacionales internamente compensados. Aunque puede trabajar con dos alimentaciones como la mayoría de los amplificadores operacionales, fue especialmente diseñado para trabajar con una sola fuente de alimentación, una ventaja importante en muchas aplicaciones. Otra ventaja del LM324 es que puede trabajar con una sola fuente de alimentación tan pequeña como de +5 V, la tensión estándar en muchos sistemas digitales.

La compensación interna es adecuada y segura porque un amplificador operacional compensado internamente no comenzará a oscilar bajo ninguna circunstancia. El precio que hay que pagar por esta seguridad es una pérdida en el control de diseño. Por ello, algunos amplificadores operacionales proporcionan compensación externa. Por ejemplo, el LM301A se compensa conectando un condensador externo de 30 pF. Pero el diseñador tiene la opción de sobrecompensar con un condensador muy grande o de subcompensar con un condensador muy pequeño. La sobrecompensación puede mejorar el funcionamiento a baja frecuencia, mientras que la subcompensación puede aumentar el ancho de banda y el *slew rate*. Por esta razón, se ha añadido un signo más (+) a la frecuencia f_{unidad} y al S_R del LM301A en la Tabla 18.2.

Como hemos visto, todos los amplificadores operacionales tienen imperfecciones. Los amplificadores operacionales de precisión tratan de minimizar estas imperfecciones. Por ejemplo, el OP-07A es un amplificador operacional de precisión con los siguientes parámetros para el caso peor: la tensión de *offset* de entrada es sólo de 0,025 mV, el CMRR mínimo es igual a 110 dB, el PSRR mínimo es de 100 dB y la deriva es de sólo 0,6 μV/°C. Los amplificadores operacionales son necesarios en aplicaciones rigurosas, como por ejemplo los sistemas de medida y control.

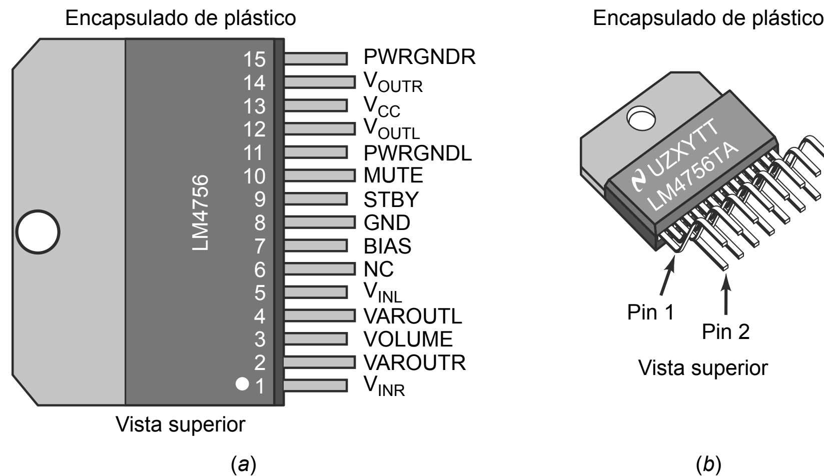
En los siguientes capítulos, veremos más aplicaciones de los amplificadores operacionales. Verá cómo se pueden utilizar los amplificadores operacionales en una amplia variedad de circuitos lineales, circuitos no lineales, osciladores, reguladores de tensión y filtros activos.

Amplificadores de audio

Los preamplificadores son amplificadores de audio con una potencia de salida de menos de 50 mW. Los preamplificadores están optimizados para trabajar con bajo ruido porque se emplean en la primera etapa de los sistemas de audio, en los que amplifican señales débiles procedentes de sensores ópticos, cabezales de cintas magnéticas, micrófonos, etc.

Un ejemplo de preamplificador integrado es el LM381, un preamplificador dual de bajo ruido. Cada amplificador es complementario del otro. El LM381 tiene una ganancia de tensión de 112 dB y un ancho de banda de potencia para 10 V de 75 kHz. Opera con tensiones de alimentación positivas desde 9 a 40 V. Su impedancia de entrada es de 100 kΩ y su impedancia de salida es igual a 150 Ω. La etapa de entrada del LM381 es un amplificador diferencial, que utiliza tanto entrada diferencial como asimétrica.

Figura 18.27 Encapsulado y pines de salida del LM4756.

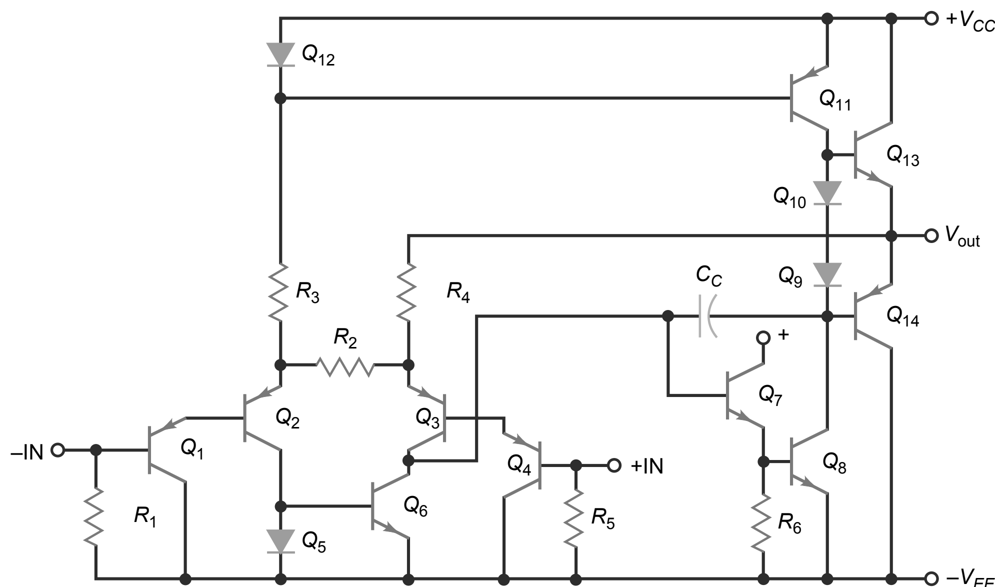


Los amplificadores de audio de nivel medio tienen potencias de salida desde 50 a 500 mW. Resultan útiles cerca del terminal de salida de los dispositivos electrónicos portátiles, como los teléfonos móviles o los reproductores de CD. Un ejemplo es el amplificador de audio de potencia LM4818, con una potencia de salida de 350 mW

Los amplificadores de audio de potencia proporcionan más de 500mW de potencia de salida. Se utilizan en amplificadores de alta fidelidad, en intercomunicadores, radios deAM-FM y otras aplicaciones. El LM380 es un ejemplo; tiene una ganancia de tensión de 34 dB, un ancho de banda de 100 kHz y una potencia de salida de 2 W. Otro ejemplo es el amplificador de potencia LM4756 que tiene fijada internamente una ganancia de tensión de 30 dB y puede suministrar 7W/canal. La Figura 18.27 muestra el encapsulado y los pines de salida de este CI. Fíjese en la disposición de los pines con dos longitudes diferentes.

La Figura 18.28 muestra un esquemático simplificado del LM380. El amplificador diferencial de entrada utiliza entradas *pnp*. La señal puede acoplarse directamente, lo que constituye una ventaja para las transductores. El amplificador diferencial excita una carga espejo de corriente (Q_5 y Q_6). La salida del espejo de corriente se aplica a un seguidor de emisor (Q_7) y al excitador en emisor común (Q_8). La etapa de salida es un seguidor de emisor *push-pull* de clase B (Q_{13} y Q_{14}). Hay un condensador de compensación interno de 10 pF que hace que la ganancia de tensión en decibelios decrezca con una pendiente de 20 dB por década. Este condensador produce un *slew rate* de aproximadamente 5 V/μs.

Figura 18.28 Diagrama esquemático simplificado del LM380.



Amplificadores de vídeo

Un amplificador de vídeo o de banda ancha tiene una respuesta plana (ganancia de tensión en decibelios constante) en un rango muy amplio de frecuencias. Los anchos de banda típicos suelen alcanzar la región de los megahercios. Los amplificadores de vídeo no son necesariamente amplificadores de continua, aunque a menudo tienen una respuesta que llega hasta la frecuencia cero. Se utilizan en aplicaciones en las que el rango de frecuencias de entrada es muy grande. Por ejemplo, muchos osciloscopios manejan frecuencias que van desde 0 hasta 100 MHz; instrumentos como éste utilizan amplificadores de vídeo para aumentar la amplitud de la señal antes de aplicarla al tubo de rayos catódicos. Otro ejemplo: el LM7171 es un amplificador de alta velocidad con un ancho de banda de ganancia unidad de 200 MHz y un *slew rate* de 4100 V/μS. Este amplificador encuentra aplicación en videocámaras, copiadoras y escáneres, y amplificadores HDTV.

Los amplificadores de vídeo integrados tienen ganancias de tensión y anchos de banda que se pueden ajustar conectando diferentes resistencias externas. Por ejemplo, el VLA702 tiene una ganancia de tensión en decibelios de 40 dB y una frecuencia de corte de 5 MHz; cambiando los componentes externos, podemos obtener ganancia útil hasta 30 MHz. El MC1553 tiene una ganancia de tensión en decibelios de 52 dB y un ancho de banda de 20 MHz; parámetros que pueden ajustarse cambiando los componentes externos. El LM733 tiene un ancho de banda muy amplio; puede configurarse para obtener 20 dB de ganancia y un ancho de banda de 120 MHz.

Amplificadores de RF y FI

Un amplificador de radiofrecuencia (RF) normalmente es la primera etapa de un receptor de AM, de FM o de televisión. Los amplificadores de frecuencia intermedia (FI) normalmente son las etapas intermedias. Los CI como el LM703 incluyen amplificadores de RF y FI en un mismo chip. Los amplificadores se sintonizan (resonancia) de modo que amplifiquen sólo una banda estrecha de frecuencias. Esto permite al receptor sintonizar la señal deseada de una emisora de radio o de televisión concreta. Como se ha dicho anteriormente, no es práctico integrar bobinas y condensadores grandes en un chip. Por ello, es necesario conectar bobinas y condensadores externos al chip para conseguir amplificadores sintonizados. Otro ejemplo de circuito integrado de RF es el MBC13720. Este amplificador de bajo ruido está diseñado para operar en la banda de 400 MHz a 2,4 GHz, que es donde se encuentran muchas de las aplicaciones inalámbricas de difusión.

Reguladores de tensión

En el Capítulo 4 se han visto los rectificadores y las fuentes de alimentación. Después del filtrado, se obtiene una tensión continua con rizado. Esta tensión continua es proporcional a la tensión de la red; es decir, variará en un 10 por ciento si la tensión de la red varía en un 10 por ciento. En la mayoría de las aplicaciones, una variación de un 10 por ciento en una tensión continua es muy grande, por lo que se hace necesaria la regulación de tensión. Reguladores de tensión integrados típicos son la serie LM340. Los chips de este tipo pueden mantener la tensión continua de salida dentro del 0,01 por ciento para variaciones normales de la tensión de la red y la resistencia de carga. Otras características incluyen una salida positiva o negativa, una tensión de salida ajustable y protección contra cortocircuitos.

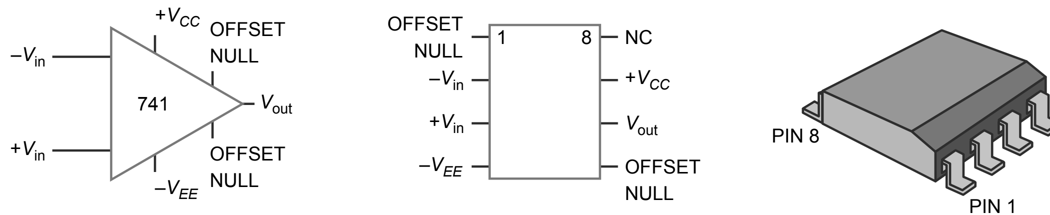
18.7 Amplificadores operacionales como dispositivos de montaje superficial

Los amplificadores operacionales y tipos parecidos de circuitos analógicos suelen estar disponibles en encapsulados de montaje superficial, así como en los formatos de CI más tradicionales como el encapsulado DIP (*dual-in-line*). Puesto que el patillaje (*pinout*) de la mayor parte de los amplificadores operacionales suele ser relativamente simple, se emplea el encapsulado SOP (*small outline package*) para los dispositivos de montaje superficial.

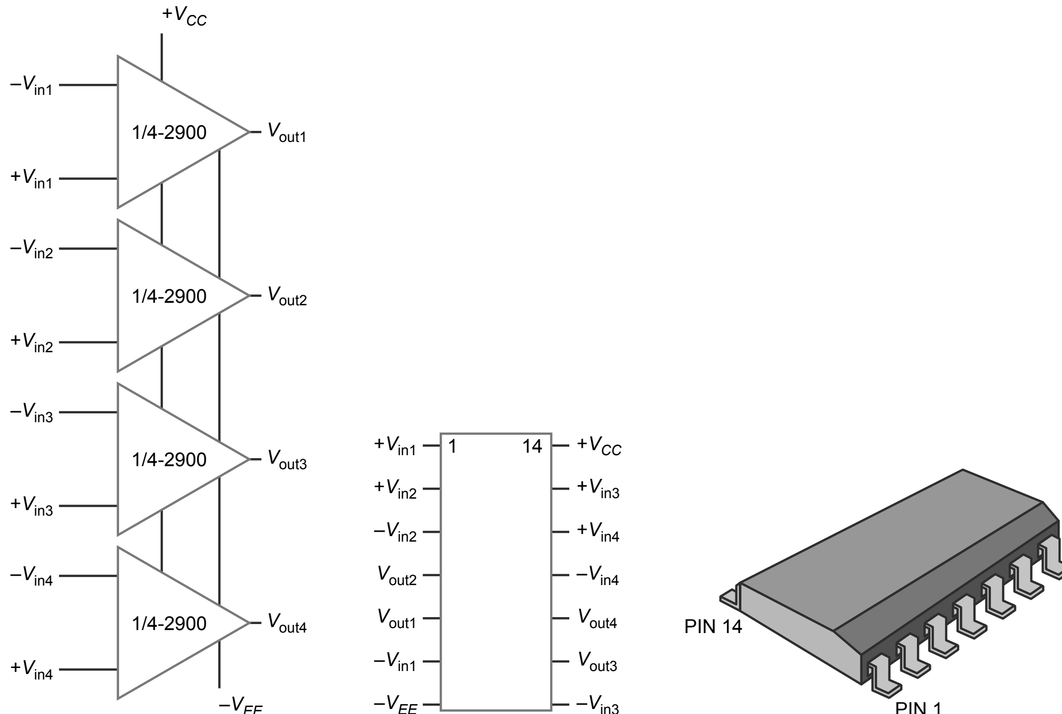
Por ejemplo, el amplificador operacional LM741 (el pilar de los laboratorios de electrónica de estudiantes durante muchos años) ahora está disponible en encapsulado SOP (véase la primera figura de la página siguiente). En este caso, el patillaje del dispositivo SMD es el mismo que el patillaje de la versión más familiar DIP.

El LM2900, un amplificador operacional cuádruple, es un ejemplo de un amplificador operacional más complejo con encapsulado SMD. Este dispositivo se suministra con encapsulado de inserción DIP de 14 pines y como dispositivo SMD con encapsulado SOT de 14 pines (véase la segunda figura de la página siguiente). Lógicamente, los patillajes son idénticos en ambos encapsulados.

Versión de montaje superficial del amplificador operacional LM741.



Circuito amplificador operacional cuádruple típico con encapsulado SOT de 14 pines.



Resumen

SEC. 18.1 INTRODUCCIÓN A LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Un amplificador operacional típico tiene una entrada no inversora, una entrada inversora y una salida asimétrica (un único terminal). Un amplificador operacional ideal tiene una ganancia de tensión en lazo abierto infinita, una resistencia de entrada infinita y una impedancia de salida cero. Es un amplificador perfecto, una fuente de tensión controlada por tensión (VCVS, *voltage-controlled voltage source*).

SEC. 18.2 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741

El 741 es un amplificador operacional estándar ampliamente utilizado. Incluye un condensador de compensación interno para impedir las oscilaciones. Con una resistencia de carga grande, la señal de salida puede oscilar en un margen de 1 o 2 V menos que el margen entre las dos alimentaciones. Con resistencias de carga pequeñas, el valor MPP está limitado por la corriente de cortocircuito. El *slew rate* es la velocidad máxima a la que la tensión de salida puede variar cuando se excita con un escalón. El ancho de banda de potencia es directamente proporcional al *slew rate* e inversamente proporcional a la tensión de salida de pico.

SEC. 18.3 EL AMPLIFICADOR INVERSOR

El amplificador inversor es el circuito amplificador operacional más básico. Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia de tensión en lazo cerrado. La entrada inversora es un punto de tierra virtual porque se comporta como un cortocircuito para las tensiones y como un circuito abierto para las corrientes. La ganancia de tensión en lazo cerrado es igual a la resistencia de realimentación dividida entre entre la resistencia de entrada. El ancho de banda en lazo cerrado es igual a la frecuencia de ganancia unidad dividida entre la ganancia de tensión en lazo cerrado.

SEC. 18.4 EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR

El amplificador no inversor es otro circuito amplificador operacional básico. Utiliza realimentación negativa para estabilizar la ganancia de tensión en lazo cerrado. Existe un cortocircuito virtual entre la entrada no inversora y la entrada inversora. La ganancia de tensión en lazo cerrado es igual a $R_f/R_1 + 1$. El ancho de banda en lazo cerrado es igual a la frecuencia de ganancia unidad dividida entre la ganancia de tensión en lazo cerrado.

SEC. 18.5 DOS APLICACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

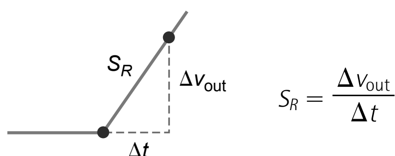
El amplificador sumador tiene dos o más entradas y una salida. Cada entrada se amplifica de acuerdo con su ganancia de canal. La salida es la suma de las entradas amplificadas. Si todas las ganancias de canal son iguales a la unidad, la salida es igual a la suma de las entradas. En un mezclador, un amplificador sumador puede amplificar y combinar señales de audio. Un seguidor de tensión tiene una ganancia de tensión en lazo cerrado igual a la unidad y un ancho de banda f_{unidad}. El circuito resulta útil como interfaz entre una fuente de alta impedancia y una carga de baja impedancia.

SEC. 18.6 CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES

Los amplificadores operacionales representan aproximadamente un tercio de todos los circuitos integrados lineales. Existe una amplia variedad de amplificadores operacionales para casi cualquier aplicación. Algunos presentan *offsets* de entrada muy bajos, otros tienen ancho de banda y *slew rates* altos, y otros presentan derivas bajas. También existen amplificadores operacionales duales y cuádruples. Incluso hay disponibles amplificadores operacionales de alta potencia que pueden generar potencia altas en la carga. Otros circuitos integrados lineales incluyen los amplificadores de audio y de vídeo, los amplificadores de radiofrecuencia (RF) y de frecuencia intermedia (FI) y los reguladores de tensión.

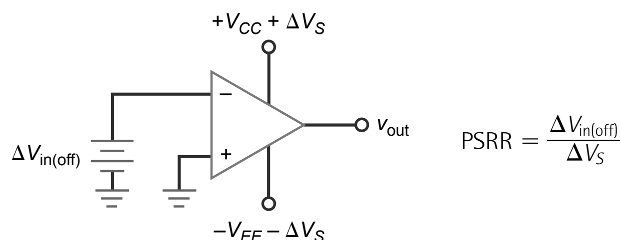
Definiciones

(18.1) *Slew rate*:



$$S_R = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta t}$$

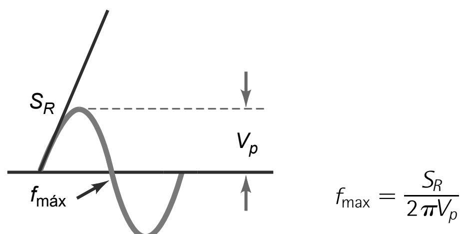
(18.17) Factor de rechazo de la fuente de alimentación:



$$PSRR = \frac{\Delta V_{in(off)}}{\Delta V_S}$$

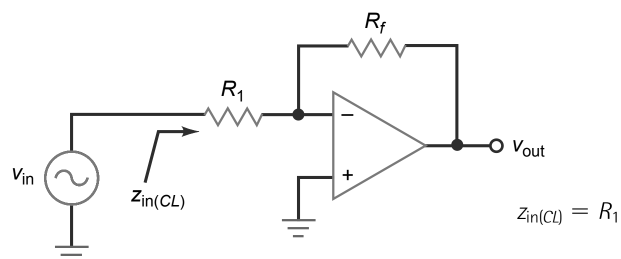
Derivaciones

(18.2) Ancho de banda de potencia:



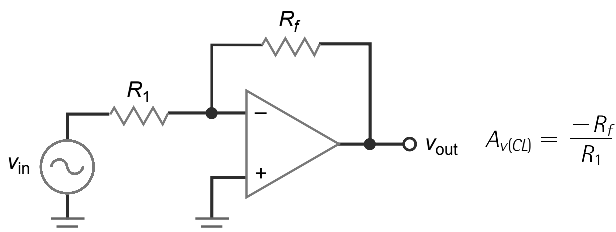
$$f_{max} = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

(18.4) Impedancia de entrada en lazo cerrado:



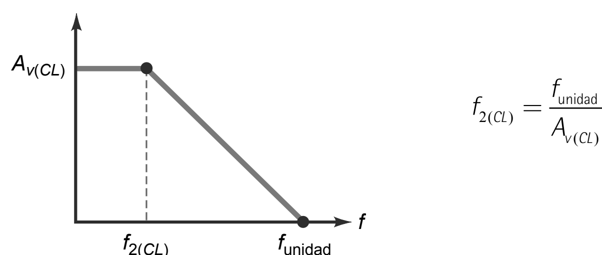
$$z_{in(CL)} = R_1$$

(18.3) Ganancia de tensión en lazo cerrado:



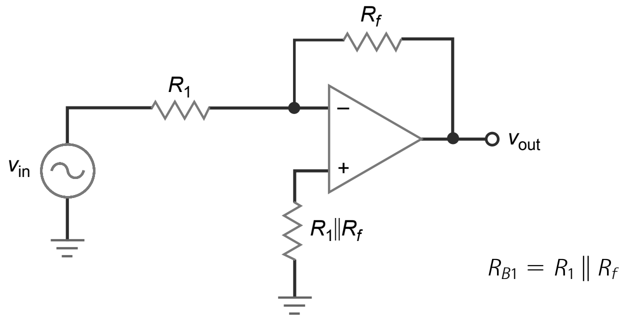
$$A_{v(CL)} = \frac{-R_f}{R_1}$$

(18.5) Ancho de banda en lazo cerrado:



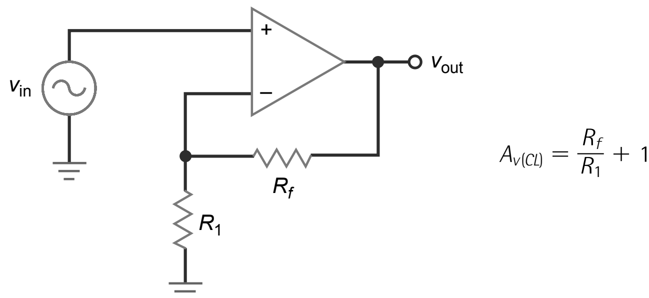
$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unidad}}{A_{v(CL)}}$$

(18.11) Resistencia de compensación:



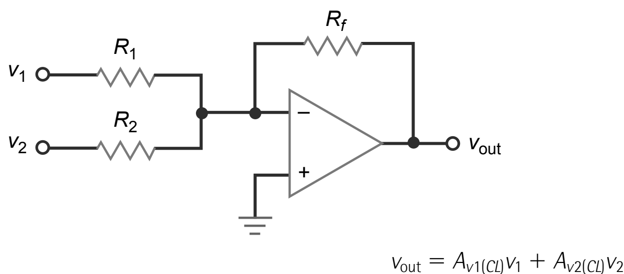
$R_{B1} = R_1 \parallel R_f$

(18.12) Amplificador no inversor:



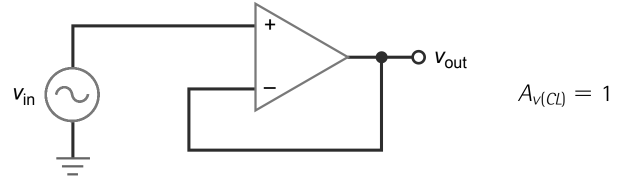
$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1$

(18.13) Amplificador sumador:



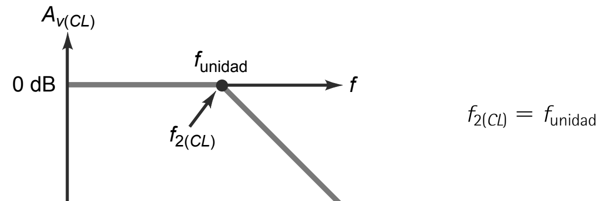
$v_{out} = A_{v1(CL)}v_1 + A_{v2(CL)}v_2$

(18.15) Seguidor de tensión:



$A_{v(CL)} = 1$

(18.16) Ancho de banda del seguidor:



$f_{2(CL)} = f_{unidad}$

Cuestiones

1. ¿Qué controla normalmente la frecuencia de corte en lazo abierto de un amplificador operacional?
   a. Las capacidades parásitas debidas a las conexiones
   b. La capacidad base-emisor
   c. La capacidad colector-base
   d. La capacidad de compensación

2. Un condensador de compensación evita
   a. la ganancia de tensión
   b. las oscilaciones
   c. la corriente de offset de entrada
   d. el ancho de banda de potencia

3. A frecuencia ganancia unidad, la ganancia de tensión en lazo abierto es
   a. 1
   b. $A_{v(\text{mid})}$
   c. cero
   d. muy grande

4. La frecuencia de corte de un amplificador operacional es igual a la frecuencia ganancia unidad dividida entre
   a. la frecuencia de corte
   b. la ganancia de tensión en lazo cerrado
   c. la unidad
   d. la ganancia de tensión en modo común

5. Si la frecuencia de corte es 20 Hz y la ganancia de tensión en lazo abierto para la banda de frecuencias medias es 1.000.000, la frecuencia ganancia unidad será
   a. 20 Hz
   b. 1 MHz
   c. 2 MHz
   d. 20 MHz

6. Si la frecuencia ganancia unidad es 5 MHz y la ganancia de tensión en lazo abierto en la banda media de frecuencia es 100.000, la frecuencia de corte es
   a. 50 Hz
   b. 1 MHz
   c. 1,5 MHz
   d. 15 MHz

7. La pendiente inicial de una onda sinusoidal es directamente proporcional a
   a. *Slew rate*
   b. la frecuencia
   c. la ganancia de tensión

d. la capacidad

8. Cuando la pendiente inicial de una onda sinusoidal es mayor que el *slew rate*,
a. se produce distorsión
b. se trabaja en la región lineal
c. la ganancia de tensión es máxima
d. el amplificador operacional trabaja mejor

9. El ancho de banda de potencia aumenta cuando
a. la frecuencia disminuye
b. el valor de pico disminuye
c. la pendiente inicial disminuye
d. la ganancia de tensión aumenta

10. Un 741C contiene
a. resistencias discretas
b. bobinas
c. resistencias de carga activa
d. un condensador de acoplo grande

11. Un 741C no puede funcionar sin
a. resistencias discretas
b. una carga pasiva
c. caminos de retorno de continua en ambas bases
d. un condensador de acoplo pequeño

12. La impedancia de entrada de un amplificador operacional BIFET es
a. baja
b. media
c. alta
d. extremadamente alta

13. Un LF157A es un
a. amplificador diferencial
b. seguidor de fuente
c. un amplificador operacional bipolar
d. un amplificador operacional BIFET

14. Si las dos tensiones de alimentación son ±12 V, el valor MPP de un amplificador operacional es próximo a
a. 0
b. +12 V
c. −12 V
d. 24 V

15. La frecuencia de corte en lazo abierto de un 741C se controla con
a. un condensador de acoplo
b. la corriente de cortocircuito de salida
c. el ancho de banda de potencia
d. un condensador de compensación

16. El 741C tiene una frecuencia de ganancia unidad de
a. 10 Hz
b. 20 kHz
c. 1 MHz
d. 15 MHz

17. La frecuencia de ganancia unidad es igual al producto de la ganancia de tensión en lazo cerrado y
a. la capacidad de compensación
b. la corriente de cola
c. la frecuencia de corte en lazo cerrado
d. la resistencia de carga

18. Si f_{unidad} es 10 MHz y la ganancia de tensión en lazo abierto en la banda de frecuencias medias es 200.000, entonces la frecuencia de corte en lazo abierto del amplificador operacional es
a. 10 Hz
b. 20 Hz
c. 50 Hz
d. 100 Hz

19. La pendiente inicial de una onda sinusoidal aumenta cuando
a. la frecuencia disminuye
b. el valor de pico aumenta
c. C_c aumenta
d. el *slew rate* disminuye

20. Si la frecuencia de la señal de entrada es mayor que el ancho de banda de potencia,
a. hay distorsión a causa del *slew-rate*
b. hay una señal de salida normal
c. la tensión de *offset* de salida aumenta
d. puede producirse distorsión

21. Un amplificador operacional tiene una resistencia de base en abierto. La tensión de salida será
a. cero
b. ligeramente distinta de cero
c. máxima positiva o negativa
d. una onda sinusoidal amplificada

22. Un amplificador operacional tiene una ganancia de tensión de 200.000. Si la tensión de salida es 1 V, la tensión de entrada es
a. 2 μV
b. 5 μV
c. 10 mV
d. 1 V

23. Un 741C tiene tensiones de alimentación de ±15 V. Si la resistencia de carga es grande, el valor MPP es aproximadamente
a. 0
b. +15 V
c. 27 V
d. 30 V

24. Por encima de la frecuencia de corte, la ganancia de tensión de un 741C disminuye aproximadamente
a. 10 dB por década
b. 20 dB por octava
c. 10 dB por octava
d. 20 dB por década

25. La ganancia de tensión de un amplificador operacional es igual a la unidad para
a. la frecuencia de corte
b. la frecuencia de ganancia unidad
c. la frecuencia del generador
d. el ancho de banda de potencia

26. Cuando se produce distorsión debida al *slew-rate* de una onda sinusoidal, la salida
a. es más grande
b. es triangular
c. es normal
d. no existe *offset*

27. Un 741C tiene
a. una ganancia de tensión de 100.000
b. una impedancia de entrada de 2 MΩ
c. una impedancia de salida de 75 Ω
d. Todas las anteriores

28. La ganancia de tensión en lazo cerrado de un amplificador inversor es igual a
a. la relación entre la resistencia de entrada y la resistencia de realimentación
b. la ganancia de tensión en lazo abierto
c. la resistencia de realimentación dividida entre la resistencia de entrada
d. la resistencia de entrada

29. El amplificador no inversor tiene
a. una ganancia de tensión en lazo cerrado grande
b. una ganancia de tensión en lazo abierto pequeña
c. una impedancia de entrada en lazo cerrado grande
d. una impedancia de salida en lazo cerrado grande

30. El seguidor de tensión tiene
a. una ganancia de tensión en lazo cerrado igual a la unidad
b. una ganancia de tensión en lazo abierto pequeña
c. un ancho de banda en lazo cerrado de cero
d. una impedancia de salida en lazo cerrado grande

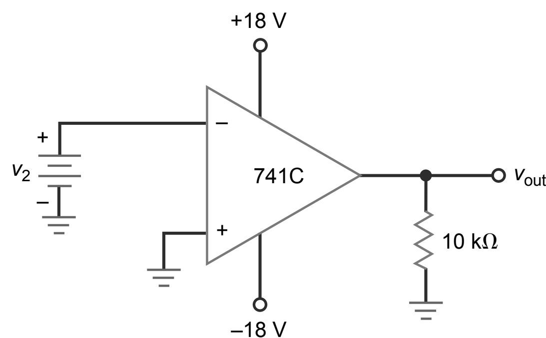
31. Un amplificador sumador puede tener
a. no más de dos señales de entrada
b. dos o más señales de entrada
c. una impedancia de entrada en lazo cerrado infinita
d. una ganancia de tensión en lazo abierto pequeña

Problemas

SEC. 18.2 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741

18.1 Suponiendo que la saturación negativa se produce para 1 V menos que el valor de la tensión de alimentación en un 741C. ¿Qué tensión hay que aplicar a la entrada inversora para llevar al amplificador operacional de la Figura 18.29 a saturación negativa?

Figura 18.29



18.2 ¿Cuál es el factor de rechazo en modo común de un LF157A a bajas frecuencias? Convierta el valor en decibelios en un número normal.

18.3 ¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo abierto de un LF157A cuando la frecuencia de entrada es 1 kHz? ¿Y cuando es 10 kHz? ¿Y para100 kHz? (suponga una respuesta de primer orden, es decir, una pendiente de 20 dB por década).

18.4 La tensión de entrada de un amplificador operacional es una tensión escalón grande. La salida es una forma de onda exponencial que varía 2,0 V en 0,4 μs. ¿Cuál es el *slew rate* del amplificador operacional?

18.5 Un LM318 tiene un *slew rate* de 70 V/μs. ¿Cuál es el ancho de banda de potencia para una tensión de salida de pico de 7 V?

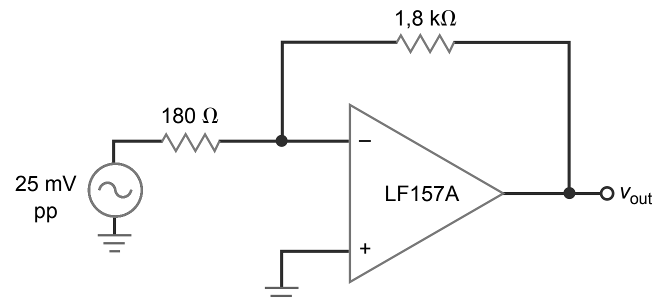
18.6 Utilice la Ecuación (18.2) para calcular el ancho de banda de potencia en cada uno de los casos siguientes:

a. $S_R = 0{,}5$ V/μs y $V_p = 1$ V
b. $S_R = 3$ V/μs y $V_p = 5$ V
c. $S_R = 15$ V/μs y $V_p = 10$ V

SEC. 18.3 EL AMPLIFICADOR INVERSOR

18.7 ¿Cuáles son los valores de la ganancia de tensión en lazo cerrado y del ancho de banda en el circuito de la Figura

Figura 18.30



18.31 ¿Cuál es la tensión de salida a 1 kHz? ¿Y a 10 MHz? Dibuje el diagrama de Bode ideal de la ganancia de tensión en lazo cerrado.

18.8 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 18.31 cuando v_{in} es cero? Utilice los valores típicos de la Tabla 18.1.

18.9 La hoja de características de un LF157A especifica los siguientes parámetros para el caso peor: $I_{in(polarización)} =$ 50 pA, $I_{in(off)} = 10$ pA y $V_{in(off)} = 2$ mV. Calcule de nuevo la tensión de salida cuando v_{in} es cero en el circuito de la Figura 18.31.

SEC. 18.4 EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR

18.10 En la Figura 18.32, ¿cuáles son los valores de la ganancia de tensión en lazo cerrado y del ancho de banda? ¿Y la tensión alterna de salida a 100 kHz?

18.11 ¿Cuál es la tensión de salida cuando v_{in} se reduce a cero en el circuito de la Figura 18.32? Utilice los parámetros para el caso peor dados en el Problema 18.9.

Figura 18.31

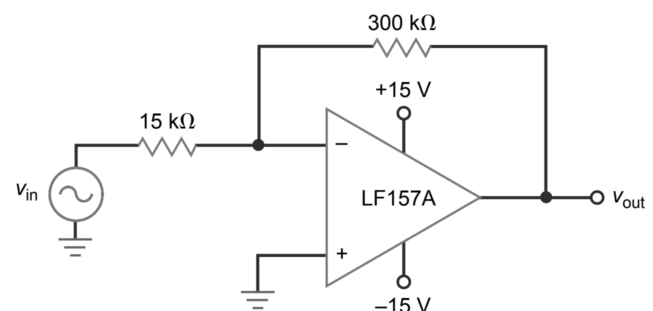
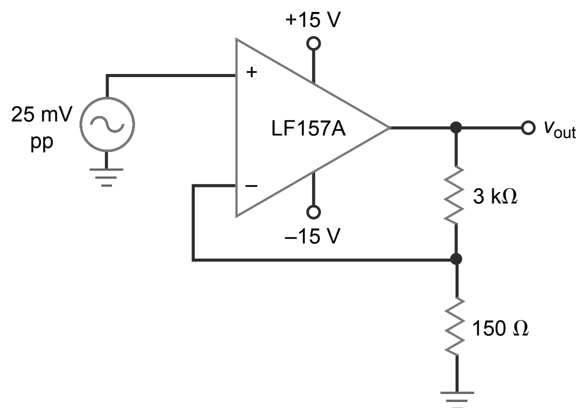


Figura 18.32

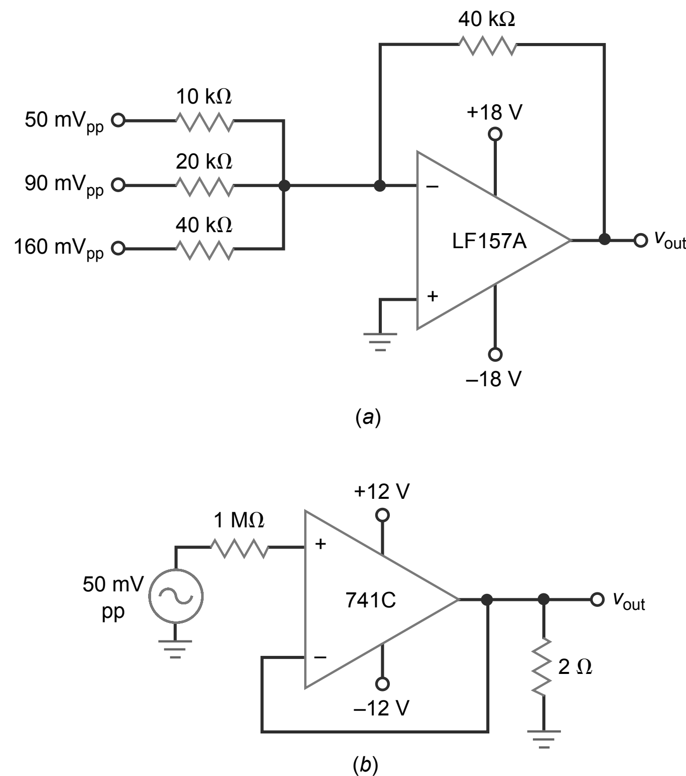


SEC. 18.5 DOS APLICACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

18.12 En la Figura 18.33*a*, ¿cuál es la tensión alterna de salida? Si se añade una resistencia de compensación a la entrada no inversora, ¿cuál deberá ser su valor?

18.13 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 18.33*b*? ¿Y el ancho de banda?

Figura 18.33



Pensamiento crítico

18.14 La resistencia ajustable de la Figura 18.34 puede variar de 0 a 100 kΩ. Calcular los valores máximo y mínimo de la ganancia de tensión en lazo cerrado y del ancho de banda.

18.15 Calcule los valores mínimo y máximo de la ganancia de tensión en lazo cerrado y del ancho de banda en el circuito de la Figura 18.35.

18.16 En la Figura 18.33*b*, la tensión alterna de salida es 49,98 mV. ¿Cuál es la impedancia de salida en lazo cerrado?

18.17 ¿Cuál es la pendiente inicial de una onda sinusoidal con una frecuencia de 15 kHz y un valor de pico de 2 V? ¿Qué ocurre con la pendiente inicial si la frecuencia aumenta a 30 kHz?

18.18 ¿Qué amplificador operacional de la Tabla 18.3 tiene las siguientes características?:

a. Tensión de *offset* de entrada mínima
b. Corriente de *offset* de entrada mínima
c. Capacidad de corriente de salida máxima

Figura 18.34

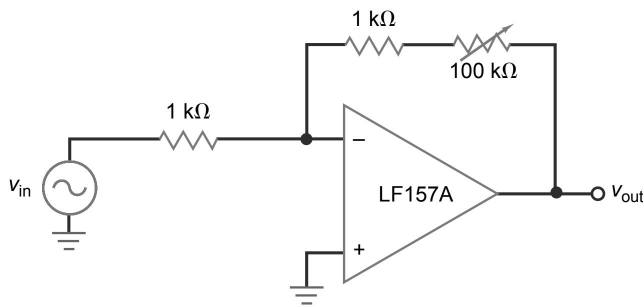


Figura 18.35

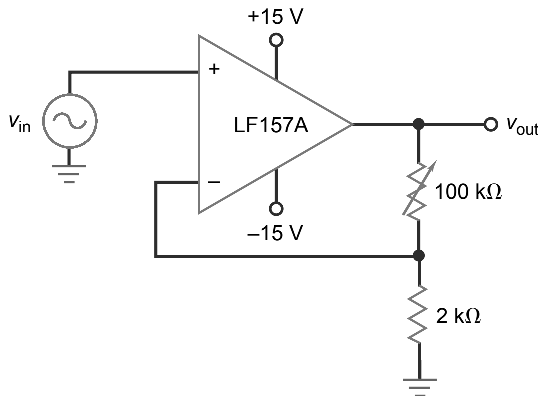
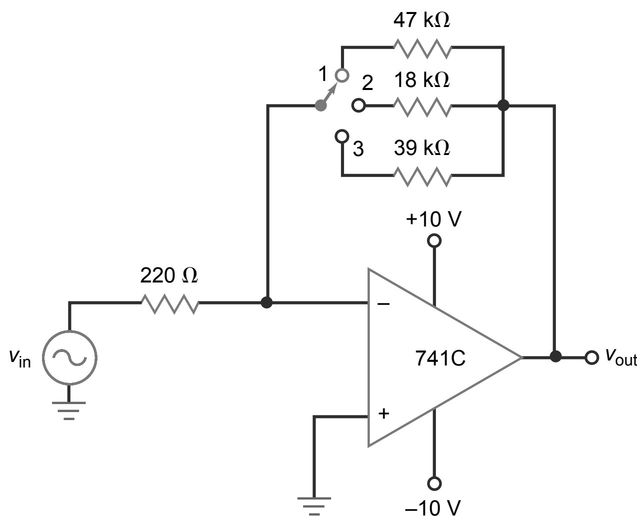


Figura 18.36



d. Ancho de banda máximo
e. Deriva mínima

18.19 ¿Cuál es el CMRR de un 741C a 100 kHz? ¿Y el valor MPP cuando la resistencia de carga es de 500 Ω? ¿Y la ganancia de tensión en lazo abierto a 1 kHz?

18.20 Si la resistencia de realimentación del circuito de la Figura 18.33*a* se cambia a una resistencia variable de 100 kΩ, ¿cuál es la tensión máxima de salida? ¿Y la mínima?

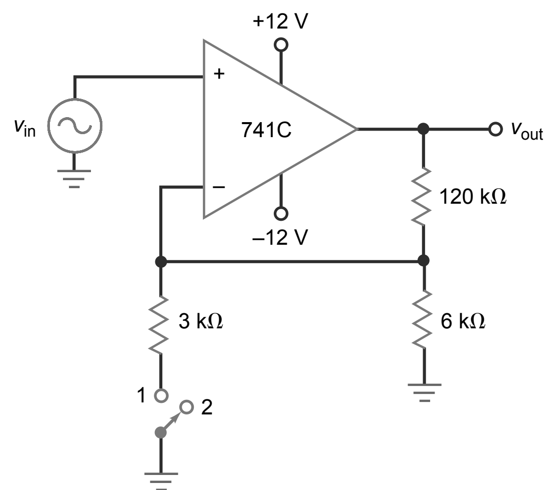
18.21 En el circuito de la Figura 18.36, ¿cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada una de las posiciones del interruptor?

18.22 ¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada una de las posiciones del interruptor en el circuito de la Figura 18.37? ¿Y el ancho de banda?

18.23 En el cableado del circuito de la Figura 18.37, un técnico deja sin conectar a tierra la resistencia de 6 kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado en cada una de las posiciones del interruptor?

18.24 Si en el circuito de la Figura 18.37, la resistencia de 120 kΩ está en circuito abierto, ¿qué ocurrirá con toda probabilidad con la tensión de salida?

Figura 18.37

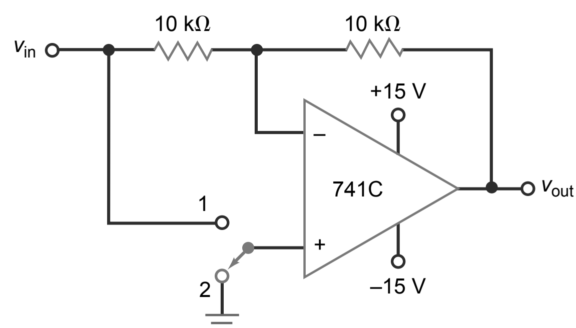


18.25 ¿Cuál es la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada una de las posiciones del interruptor en el circuito de la Figura 18.38? ¿Y el ancho de banda?

18.26 Si la resistencia de entrada del circuito de la Figura 18.38 está en circuito abierto, ¿cuál será la ganancia de tensión en lazo cerrado para cada una de las posiciones del interruptor?

18.27 Si el circuito de la Figura 18.38 tiene en circuito abierto la resistencia de realimentación, ¿qué ocurrirá con toda probabilidad con la tensión de salida?

Figura 18.38

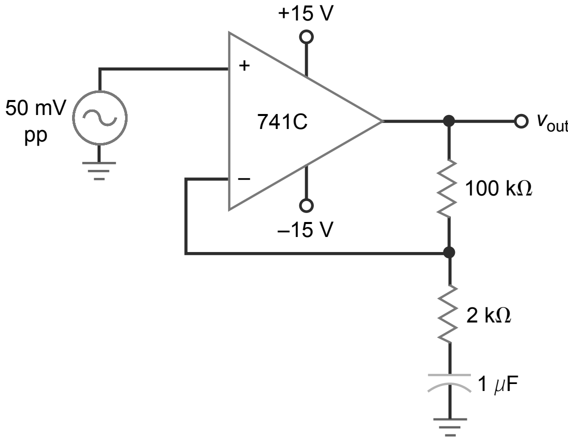


18.28 Los parámetros del caso peor para un 741C son: $I_{in(polarización)} = 500$ nA, $I_{in(off)} = 200$ nA y $V_{in(off)} = 6$ mV. ¿Cuál será la tensión total de error de salida en el circuito de la Figura 18.39?

18.29 En el circuito de la Figura 18.39, la señal de entrada tiene una frecuencia de 1 kHz. ¿Cuál es la tensión alterna de salida?

18.30 Si el condensador del circuito de la Figura 18.39 está cortocircuitado, ¿cuál es la tensión total de error de salida? Utilice los parámetros para el caso peor dados en el Problema 18.28.

Figura 18.39



Análisis de circuitos de arriba-abajo

Utilice la Figura 18.40 para resolver los restantes problemas. Un circuito como éste es impracticable en una producción en serie porque no utiliza ningún mecanismo de realimentación. Las tensiones de error debidas al *offset* de entrada muy probablemente excitarán al amplificador operacional hasta llevarle a la región de saturación positiva o negativa. Pero suponga que se ha seleccionado manualmente un 741C para obtener una tensión de error de salida de cero en este ejercicio teórico.

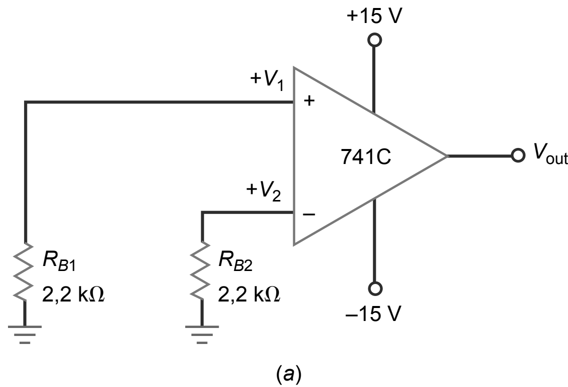
18.31 Prediga las respuestas para cada una de las corrientes de base de entrada.

18.32 Prediga las respuestas para las variaciones de la tensión de alimentación.

18.33 Prediga las respuestas para las variaciones del *slew-rate*.

18.34 Prediga las respuestas para la variaciones de la tensión de pico.

Figura 18.40



(*a*)

Análisis del circuito de arriba-abajo

Incremento	V_1	V_2	V_{in}	V_{out}	MPP	$f_{máx}$
I_{B1}						
I_{B2}						
V_{CC}						
S_R						
V_P						

(*b*)

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. ¿Qué es un amplificador operacional ideal? Compare las propiedades de un 741C con las de un amplificador operacional ideal.
2. Dibuje un amplificador operacional con un escalón de tensión de entrada. ¿Cuál será el *slew rate*, y por qué es importante este parámetro?
3. Dibuje un amplificador inversor utilizando un amplificador operacional, proporcionando valores a los componentes. A continuación, dígame dónde se encuentra un punto de tierra virtual. ¿Cuáles son las propiedades de un punto de tierra virtual? ¿Cuál es el valor de la ganancia de tensión en lazo cerrado, de la impedancia de entrada y del ancho de banda?
4. Dibuje un amplificador no inversor utilizando un amplificador operacional, proporcionando valores a los componentes. A continuación, dígame dónde se encuentra un punto de tierra virtual. ¿Cuáles son las propiedades de un punto de tierra virtual? ¿Cuál es el valor de la ganancia de tensión en lazo cerrado? ¿Y del ancho de banda?
5. Dibuje un amplificador sumador y explíqueme su teoría de funcionamiento.
6. Dibuje un seguidor de tensión. ¿Cuál es el valor de la ganancia de tensión en lazo cerrado? ¿Y el ancho de banda? Describa las impedancias de entrada y de salida en lazo cerrado. ¿Por qué es bueno este circuito si su ganancia de tensión es tan baja?
7. ¿Cuáles son las impedancias de entrada y de salida de un amplificador operacional típico? ¿Qué ventajas tienen estos valores?
8. ¿Cómo afecta la frecuencia de la señal de entrada de un amplificador operacional a la ganancia de tensión?
9. El LM318 es un amplificador operacional mucho más rápido que el LM741C. ¿En qué aplicaciones será preferible emplear el 318 al 741C? ¿Cuáles son algunos de los posibles inconvenientes de utilizar el 318?
10. Si la tensión de entrada a un amplificador operacional ideal es cero, ¿por qué la tensión de salida será también exactamente igual a cero?
11. Nombre algunos circuitos integrados lineales además del amplificador operacional.
12. ¿Qué condición debe cumplirse en un LM741 para producir una ganancia máxima de tensión?
13. Dibuje un amplificador operacional inversor y deduzca la fórmula de la ganancia de tensión.
14. Dibuje un amplificador operacional no inversor y deduzca la fórmula de la ganancia de tensión.
15. ¿Por qué se piensa en un 741C como en un amplificador de continua o un amplificador de baja frecuencia?

Respuestas al autotest

1. d
2. b
3. a
4. b
5. d
6. a
7. b
8. a
9. b
10. c
11. c
12. d
13. d
14. d
15. d
16. c
17. c
18. c
19. b
20. a
21. c
22. b
23. c
24. d
25. b
26. b
27. d
28. c
29. c
30. a
31. b

Respuestas a los problemas prácticos

18.1 $V_2 = 67{,}5\ \mu V$

18.2 CMRR = 60 dB

18.4 $S_R = 4\ V/\mu S$

18.5 $f_{máx} = 398$ kHz

18.6 $f_{máx} = 80$ kHz, 800 kHz, 8 MHz

18.7 $V_{out} = 98$ mV

18.8 $V_{out} = 50$ mV

18.10 $A_{V(CL)} = 50$; $V_{out} = 250\ mV_{pp}$

18.12 $V_{out} = -3{,}1$ Vdc

18.13 $V_{out} = 10$ mV; $f_{2(CL)} = 20$ MHz

18.14 $z_{out} = 0{,}005\ \Omega$

Capítulo 19

Realimentación negativa

En agosto de 1927, un joven ingeniero llamado Harold Black subió a bordo de un ferry en Staten Island, Nueva York, para ir a trabajar. Para hacer tiempo durante aquella mañana de verano, anotó algunas ecuaciones sobre una nueva idea. Durante los meses siguientes, pulió esa idea y luego registró una patente. Pero como suele ocurrir con las ideas verdaderamente nuevas, la suya también fue ridiculizada. La oficina de patentes rechazó su aplicación y la clasificó junto con otras como ella en el apartado "tonterías sobre el movimiento continuo", aunque sólo durante un breve período de tiempo. La idea de Black era la realimentación negativa.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Definir los cuatro tipos de realimentación negativa.
- Explicar el efecto de la realimentación negativa del VCVS sobre la ganancia de tensión, la impedancia de entrada, la impedancia de salida y la distorsión armónica.
- Explicar el funcionamiento de un amplificador de transresistencia.
- Explicar el funcionamiento de un amplificador de transconductancia.
- Describir cómo se puede utilizar la realimentación negativa de un ICIS para obtener un amplificador de corriente casi ideal.
- Exponer las relaciones entre el ancho de banda y la realimentación negativa.

Contenido del capítulo

Vocabulario

amplificador de corriente
amplificador de transconductancia
amplificador de transresistencia
convertidor de corriente-tensión
convertidor de tensión-corriente
distorsión armónica
factor de atenuación de realimentación
fracción de realimentación *B*
fuente de corriente controlada por corriente (ICIS)
fuente de corriente controlada por tensión (VCIS)
fuente de tensión controlada por corriente (ICVS)
fuente de tensión controlada por tensión (VCVS)
ganancia de lazo
producto ganancia-ancho de banda
realimentación negativa

19.1 Cuatro tipos de realimentación negativa

Black inventó sólo un tipo de **realimentación negativa**, el tipo que estabiliza la ganancia de tensión, aumenta la impedancia de entrada y disminuye la impedancia de salida. Con la llegada de los transistores y los amplificadores operacionales, se hicieron posibles otros tres tipos más de realimentación negativa.

Ideas básicas

La entrada a un amplificador de realimentación negativa puede ser una tensión o una corriente. También, la señal de salida puede ser o una tensión o una corriente. Esto implica que existen cuatro tipos de realimentación negativa. Como se muestra en la Tabla 19.1, el primer tipo tiene una tensión de entrada y una tensión de salida. El circuito que utiliza este tipo de realimentación negativa se denomina **fuente de tensión controlada por tensión** (VCVS, *voltage-controlled voltage source*). Un VCVS es un amplificador de tensión ideal porque tiene una ganancia de tensión estabilizada, una impedancia de entrada infinita y una impedancia de salida de cero.

En el segundo tipo de realimentación negativa, la corriente de entrada controla a una tensión de salida. Los circuitos que emplean este tipo realimentación son **fuentes de tensión controladas por corriente** (ICVS, *current-controlled voltage source*). Puesto que una corriente de entrada controla la tensión de salida, en ocasiones, un ICVS recibe el nombre de **amplificador de transresistencia**. El término *resistencia* se utiliza porque la relación v_{out}/i_{in} se mide en ohmios. El prefijo *trans* hace referencia a que toma la relación de una magnitud de salida respecto de una magnitud de entrada.

El tercer tipo de realimentación negativa utiliza una tensión de entrada que controla a una corriente de salida. Los circuitos que emplean este tipo de realimentación negativa son **fuentes de corriente controladas por tensión** (VCIS, *voltage-controlled current source*). Puesto que una tensión de entrada controla a una corriente de salida, a veces una fuente VCIS recibe el nombre de **amplificador de transconductancia**. El término *conductancia* se utiliza porque la relación i_{out}/v_{in} se mide en siemens (mhos).

En el cuarto tipo de realimentación negativa, una corriente de entrada se amplifica para proporcionar una corriente de salida más grande. Los circuitos que usan este tipo de realimentación negativa se denominan **fuentes de corriente controladas por corriente** (ICIS, *current-controlled current source*). Una fuente ICIS es un amplificador de corriente ideal porque tiene una ganancia de corriente estabilizada, una impedancia de entrada igual a cero y una impedancia de salida infinita.

Convertidores

Tiene sentido referirse a los circuitos VCVS y ICIS como amplificadores porque el primero de ellos es un amplificador de tensión y el segundo es un amplificador de corriente. Pero el uso del término *amplificador* en los amplificadores de transconductancia y transresistencia puede parecer en un principio algo extraño, ya que las magnitudes de entrada y de salida son diferentes. Por esto, muchos ingenieros y técnicos prefieren pensar en estos circuitos como en convertidores. Por ejemplo, el VCIS también se denomina **convertidor de tensión-corriente**: se aplican voltios y se obtienen amperios. Del mismo modo, el ICVS también se denomina **convertidor de corriente-tensión**: se aplica una corriente a la entrada y se obtiene una tensión a la salida.

Diagramas

La Figura 19.1*a* muestra un VCVS, un amplificador de tensión. En los circuitos prácticos, la impedancia de entrada no es infinita, pero sí muy alta. Asimismo, la impedancia de salida no es cero, pero si muy pequeña. La

Tabla 19.1 Realimentación negativa ideal

Entrada	Salida	Circuito	z_{in}	z_{out}	Convierte	Relación	Símbolo	Tipo de amplificador
V	V	VCVS	∞	0	—	v_{out}/v_{in}	A_v	Amplificador de tensión
I	V	ICVS	0	0	*i* en *v*	v_{out}/i_{in}	r_m	Amplificador de transresistencia
V	I	VCIS	∞	∞	*v* en *i*	i_{out}/v_{in}	g_m	Amplificador de transconductancia
I	I	ICIS	0	∞	—	i_{out}/i_{in}	A_i	Amplificador de corriente

Figura 19.1 (*a*) Fuente de tensión controlada por tensión. (*b*) Fuente de tensión controlada por corriente.

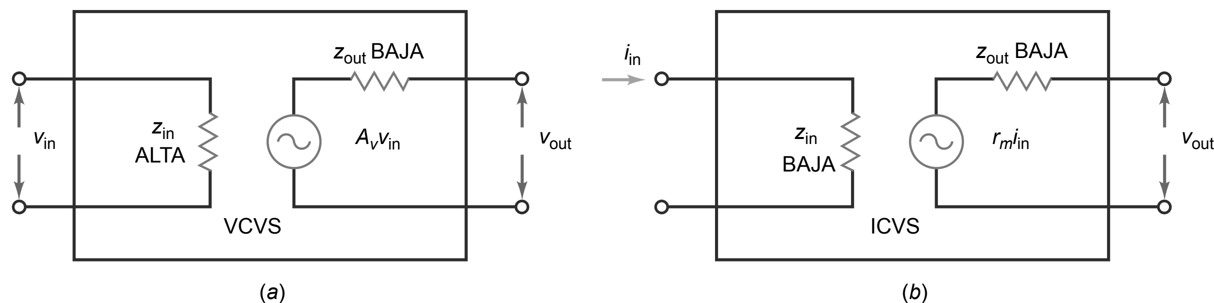
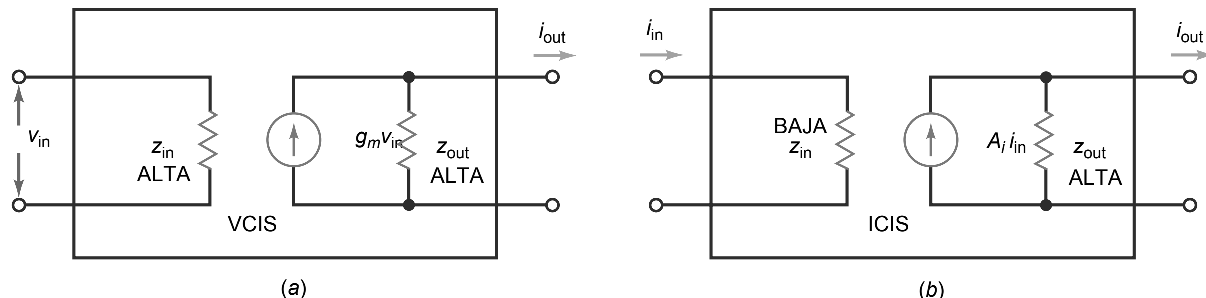


Figura 19.2 (*a*) Fuente de corriente controlada por tensión. (*b*) Fuente de corriente controlada por corriente.



ganancia de tensión del VCVS se simbolizada como A_v. Puesto que z_{out} tiende a cero, la salida de un VCVS es una fuente de tensión constante para cualquier resistencia de carga real.

La Figura 19.1*b* muestra un ICVS, un amplificador de transresistencia (convertidor de corriente-tensión), el cual presenta impedancias de entrada y de salida muy bajas. El factor de conversión del ICVS se denomina *transresistencia*, y se simboliza como r_m y se expresa en ohmios. Por ejemplo, si $r_m = 1$ kΩ, una corriente de entrada de 1 mA producirá una tensión constante de 1 V en el carga. Dado que z_{out} tiende a cero, la salida de un ICVS se comporta como una fuente de tensión constante para las resistencia de carga reales.

La Figura 19.2*a* muestra un VCIS, un amplificador de transconductancia (convertidor de tensión-corriente). Presenta una impedancia de entrada muy alta y una impedancia de salida muy alta. El factor de conversión del VCIS se denomina *transconductancia,* se simboliza como g_m y se expresa en siemens (mhos). Por ejemplo, si $g_m = 1$ mS, una tensión de entrada de 1 V proporcionará una corriente de 1 mA a través de la carga. Puesto que z_{out} se aproxima a infinito, la salida de un VCIS actúa como una fuente de corriente constante para cualquier resistencia de carga real.

La Figura 19.2*b* muestra un ICIS, un amplificador de corriente. Tiene una impedancia de entrada muy baja y una impedancia de salida muy alta. La ganancia de corriente del ICIS se indica como A_i. Puesto que z_{out} se aproxima a infinito, la salida de un VCVS actúa como una fuente de corriente constante para cualquier resistencia de carga real.

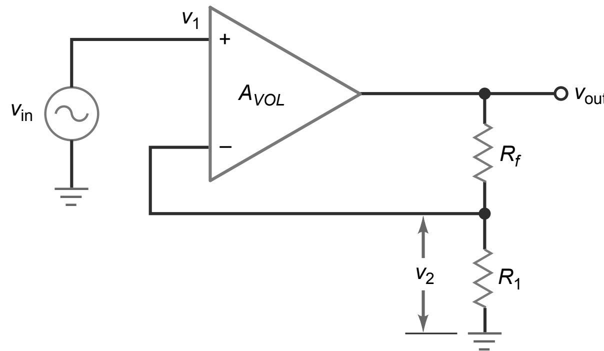
19.2 Ganancia de tensión de un circuito VCVS

En el Capítulo 18, hemos analizado el amplificador no inversor, una *implementación* (realización de un circuito) ampliamente utilizada de un VCVS. En esta sección, vamos a examinar otra vez el amplificador no inversor y vamos a profundizar en los detalles relativos a la ganancia de tensión.

Ganancia de tensión en lazo cerrado exacta

La Figura 19.3 muestra un amplificador no inversor. El amplificador operacional tiene una ganancia de tensión en lazo abierto A_{VOL}, normalmente 100.000 o un valor más grande. A causa del divisor de tensión, parte de la tensión de salida se realimenta a la entrada inversora. La **fracción de realimentación** $\boldsymbol{B}$ de cualquier circuito VCVS se define como la tensión de realimentación dividida entre la tensión de salida. En la Figura 19.3:

Figura 19.3 Amplificador VCVS.



$$B = \frac{v_2}{v_{out}} \tag{19.1}$$

Esta fracción de realimentación también se denomina **factor de atenuación de realimentación**, porque indica cuánto se atenúa la tensión de salida antes de que la señal de realimentación llegue a la la entrada inversora.

Aplicando algo de álgebra, podemos derivar la siguiente ecuación exacta para la ganancia de tensión en lazo cerrado:

$$A_{v(CL)} = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}\,B} \tag{19.2}$$

o, utilizando la notación de la Tabla 19.1, y sustituyendo $A_v = A_{v(CL)}$:

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}\,B} \tag{19.3}$$

Ésta es la ecuación exacta para la ganancia de tensión en lazo cerrado de cualquier amplificador VCVS.

Ganancia de lazo

El segundo término del denominador, $A_{VOL}B$, se denomina **ganancia de lazo** porque es la ganancia de tensión de los caminos directo y de realimentación. La ganancia de lazo es un valor muy importante en el diseño de un amplificador con realimentación negativa. En cualquier diseño práctico, la ganancia de lazo tiene que ser muy grande. Cuanto mayor sea la ganancia de lazo, mejor , ya que estabiliza la ganancia de tensión y tiene efectos de mejora sobre magnitudes como la estabilidad de la ganancia, la distorsión, los *offsets*, la impedancia de entrada y la impedancia de salida.

Ganancia de tensión en lazo cerrado ideal

Para que un VCVS funcione bien, la ganancia de lazo $A_{VOL}B$ tiene que ser mucho mayor que la unidad. Si el diseñador satisface esta condición, la Ecuación (19.3) queda como:

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}\,B} \cong \frac{A_{VOL}}{A_{VOL}\,B}$$

es decir,

$$A_v \cong \frac{1}{B} \tag{19.4}$$

Esta ecuación ideal proporciona valores prácticamente exactos cuando $A_{VOL}B >> 1$. La ganancia de tensión en lazo cerrado exacta es ligeramente menor que el valor ideal. Si es necesario, podemos calcular el porcentaje de error entre entre los valores ideal y exacto aplicando la siguiente ecuación:

$$\% \text{ Error} = \frac{100\%}{1 + A_{VOL}B} \tag{19.5}$$

Por ejemplo, si $1 + A_{VOL}B$ es 1000 (60 dB), el error será sólo del 0,1 por ciento. Esto significa que la respuesta exacta es sólo un 0,1 por ciento menor que el valor ideal.

Uso de la ecuación ideal

La Ecuación (19.4) puede utilizarse para calcular la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal de cualquier amplificador VCVS. Todo lo que hay que hacer es calcular la fracción de realimentación aplicando la Ecuación (19.1) y hallar el recíproco. Por ejemplo, en la Figura 19.3, la fracción de realimentación es:

$$\boldsymbol{B = \frac{v_2}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_f}} \tag{19.6}$$

El recíproco es:

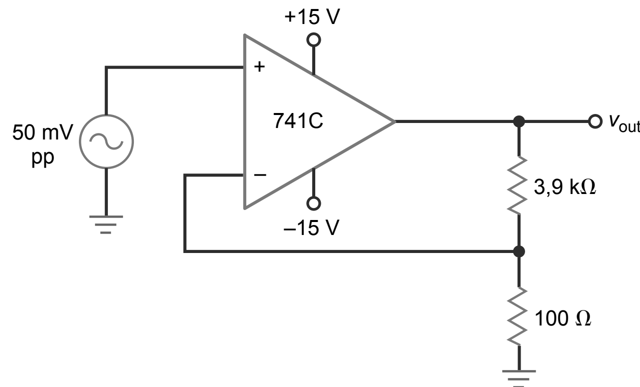
$$A_v \cong \frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

Excepto por el cambio de $A_{v(CL)}$ por A_v, tenemos la misma fórmula derivada en el Capítulo 18 suponiendo un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del amplificador operacional.

Ejemplo 19.1

En el circuito de la Figura 19.4, calcular la fracción de realimentación, la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal, el porcentaje de error y la ganancia de tensión en lazo cerrado exacta. Utilice una ganancia típica A_{VOL} de 100.000 para el 741C.

Figura 19.4 Ejemplo.



SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (19.6), la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{100\ \Omega}{100\ \Omega + 3{,}9\ \text{k}\Omega} = 0{,}025$$

Aplicando la Ecuación (19.4), la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal es:

$$A_v = \frac{1}{0{,}025} = 40$$

Con la Ecuación (19.5), obtenemos el porcentaje de error:

$$\%\ \text{Error} = \frac{100\%}{1 + A_{VOL}B} =$$

$$= \frac{100\%}{1 + (100.000)(0{,}025)} = 0{,}04\%$$

Podemos calcular la ganancia de tensión en lazo cerrado exacta de dos formas: podemos reducir el resultado ideal en un 0,04 por ciento, o podemos utilizar la fórmula exacta dada por la Ecuación (19.3). He aquí los cálculos utilizando ambos métodos aproximados:

$$A_v = 40 - (0{,}04\%)(40) = 40 - (0{,}0004)(40) = 39{,}984$$

Esta solución no redondeada nos permite comprobar lo próximo que el valor exacto es al valor ideal (40). Podemos obtener la misma respuesta aplicando la Ecuación (19.3):

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B} = \frac{100.000}{1 + (100.000)(0{,}025)} = 39{,}984$$

En resumen, este ejemplo demuestra la precisión de la ecuación ideal para la ganancia de tensión en lazo cerrado. Excepto para los análisis más rigurosos, podemos emplear siempre la ecuación ideal. En aquellos casos aislados que necesitemos saber el error que estamos cometiendo, podemos recurrir a la Ecuación (19.5) para calcular el porcentaje de error.

Este ejemplo también valida el uso de un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada de un amplificador operacional. En circuitos más complejos, el cortocircuito virtual nos permite analizar el efecto de la realimentación con métodos lógicos basados en la ley de Ohm en lugar de tener que derivar más ecuaciones.

PROBLEMA PRÁCTICO 19.1 En la Figura 19.4, cambie la resistencia de realimentación de 3,9 kΩ a 4,9 kΩ. Calcule la fracción de realimentación, la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal, el porcentaje de error y el valor exacto de la ganancia en lazo cerrado.

19.3 Otras ecuaciones del VCVS

La realimentación negativa tiene un efecto de mejora sobre los fallos y defectos de un amplificador, esté fabricado con circuitos integrados o con componentes discretos. Por ejemplo, la ganancia de tensión en lazo abierto puede sufrir grandes variaciones de un amplificador operacional a otro. La realimentación negativa *estabiliza* la ganancia de tensión; es decir, elimina prácticamente las variaciones internas del amplificador operacional y hace que la ganancia de tensión en lazo cerrado dependa principalmente de resistencias externas. Dado que estas resistencias pueden ser resistencias de precisión con muy bajos coeficientes de temperatura, la ganancia de tensión en lazo cerrado se hace extremadamente estable.

De forma similar, la realimentación negativa en un amplificador VCVS aumenta la impedancia de entrada, disminuye la impedancia de salida y reduce la distorsión no lineal de la señal amplificada. En esta sección, veremos cómo se producen estas mejoras gracias a la realimentación negativa.

INFORMACIÓN ÚTIL

Básicamente, cualquier circuito amplificador operacional que no utiliza realimentación negativa se considera demasiado inestable para resultar útil.

Estabilidad de la ganancia

La estabilidad de la ganancia depende de conseguir un porcentaje de error muy pequeño entre las ganancias de tensión en lazo cerrado ideal y exacta. Cuanto menor sea el porcentaje de error, mejor será la estabilidad. El *error del caso peor* de la ganancia de tensión en lazo cerrado se produce cuando la ganancia de tensión en lazo abierto es mínima. Si expresamos esto mediante una ecuación, tenemos:

$$\textbf{\% de error máximo} = \frac{100\%}{1 + A_{VOL(\text{mín})}B} \qquad \textbf{(19.7)}$$

donde $A_{VOL(\text{mín})}$ es la ganancia de tensión en lazo abierto mínima o para el caso peor, como se indica en las hojas de características. Con un 741C, $A_{VOL(\text{mín})} = 20.000$.

Por ejemplo, si $1 + A_{VOL(\text{mín})}B$ es igual a 500:

$$\% \text{ error máximo} = \frac{100\%}{500} = 0,2\%$$

En una fabricación en serie, la ganancia de tensión en lazo cerrado de cualquier amplificador VCVS con valores como los anteriores estará dentro de un 0,2 por ciento del valor ideal.

Impedancia de entrada en lazo cerrado

La Figura 19.5*a* muestra un amplificador no inversor. He aquí la ecuación exacta para calcular la impedancia de entrada en lazo cerrado de este amplificador VCVS:

$$z_{\text{in}(CL)} = (1 + A_{VOL}B)R_{\text{in}} \parallel R_{CM} \qquad \textbf{(19.8)}$$

donde R_{in} = resistencia de entrada en lazo cerrado del amplificador operacional.

R_{CM} = resistencia de entrada en modo común del amplificador operacional

Un comentario sobre las resistencias que aparecen en esta ecuación: en primer lugar, R_{in} es la resistencia de entrada especificada en las hojas de características. En un amplificador diferencial bipolar discreto es igual a 2 $\beta r'_e$, como se ha visto en el Capítulo 17. También hemos hablado de R_{in} y la Tabla 18.1 especifica una resistencia de entrada de 2 MΩ para un 741C.

En segundo lugar, R_{CM} es la resistencia de cola equivalente de la etapa de entrada de un amplificador diferencial. En un amplificador diferencial bipolar discreto, R_{CM} es igual a R_E. En los amplificadores operacionales, se utiliza un espejo de corriente en lugar de R_E. Por ello, la R_{CM} de un amplificador operacional tiene un valor extremadamente alto. Por ejemplo, un 741C tiene una R_{CM} que es más grande de 100 MΩ.

Con frecuencia, R_{CM} se ignora porque es muy grande y la Ecuación (19.8) puede aproximarse del siguiente modo:

$$z_{in(CL)} \cong (1 + A_{VOL}B)R_{in} \tag{19.9}$$

Puesto que $1 + A_{VOL}B$ es mucho mayor que la unidad en los amplificadores VCVS reales, la impedancia de entrada en lazo cerrado es extremadamente alta. En un seguidor de tensión, B es 1 y $z_{in(CL)}$ es aproximadamente igual a infinito, salvo por el efecto del paralelo de R_{CM} en la Ecuación (19.8). En otras palabras, el límite de la impedancia de entrada en lazo cerrado es:

$$z_{in(CL)} = R_{CM}$$

Lo importante es: el valor exacto de la impedancia de entrada en lazo cerrado no es importante. Lo que es importante es que es muy grande, normalmente mucho mayor que R_{in} pero menor que el valor límite de R_{CM}.

Impedancia de salida en lazo cerrado

En la Figura 19.5*a* se indica que la impedancia de salida en lazo cerrado es la impedancia de salida total vista desde la salida del amplificador VCVS. La ecuación exacta para esta impedancia de salida en lazo cerrado es:

$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}B} \tag{19.10}$$

donde R_{out} es la resistencia de salida en lazo abierto del amplificador operacional especificada en las hojas de características. Ya hemos hablado de R_{out}. En la Tabla 18.1 se especifica una resistencia de salida de 75 Ω para un 741C.

Puesto que $1 + A_{VOL}B$ es mucho mayor que la unidad en un amplificador VCVS, la impedancia de salida en lazo cerrado es menor que 1 Ω y puede incluso aproximarse a cero en un seguidor de tensión. En un seguidor de tensión, la impedancia de lazo cerrado es tan baja que la resistencia del cableado puede llegar a ser un factor limitador.

De nuevo, la cuestión importante no es el valor exacto de la impedancia de salida en lazo cerrado sino el hecho de que la realimentación negativa del VCVS la reduce a valores mucho menores que 1 Ω. Por esta razón, la salida de un amplificador VCVS se aproxima a una fuente de tensión ideal.

Distorsión no lineal

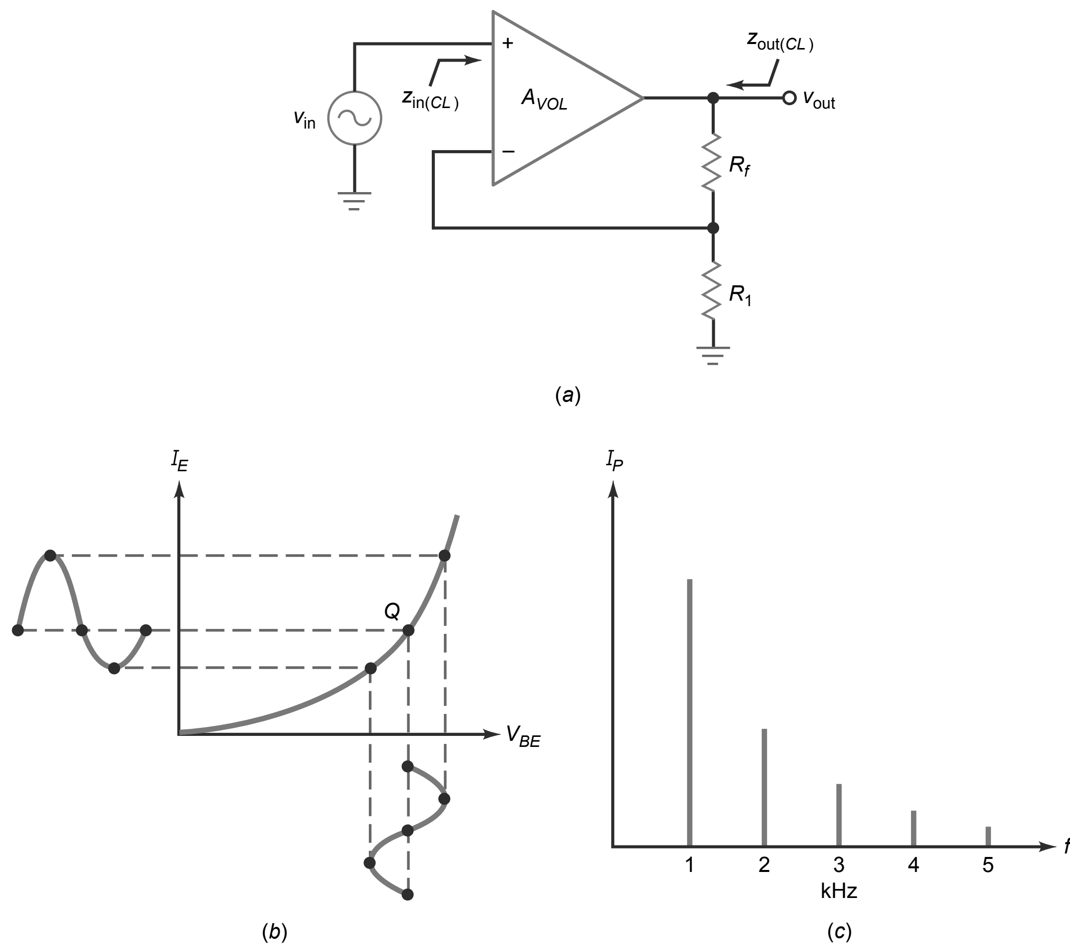
Una mejora más que merece la pena mencionar es el efecto de la realimentación negativa sobre la distorsión. En las última etapas de un amplificador, cuando existen señales grandes aparece una *distorsión no lineal* porque la respuesta de entrada/salida de los dispositivos de amplificación se hace no lineal. Por ejemplo, la gráfica no lineal del diodo base-emisor distorsiona una señal grande alargando el semiciclo positivo y comprimiendo el semiciclo negativo, como se muestra en la Figura 19.5*b*.

La distorsión no lineal produce *armónicos* de la señal de entrada. Por ejemplo, si una señal de tensión sinusoidal tiene una frecuencia de 1 kHz, la corriente de salida distorsionada contendrá señales sinusoidales de frecuencias iguales a 1, 2, 3 kHz, etc., como se puede ver en el *diagrama espectral* de la Figura 19.5*c*. La frecuencia fundamental es 1 kHz y las restantes son los armónicos. El valor eficaz o rms de todos los armónicos medidos a la vez nos informa de la cantidad de distorsión que se produce. Por esta razón, a menudo a la distorsión no lineal se la conoce como **distorsión armónica**.

Podemos medir la distorsión armónica con un instrumento denominado *analizador de distorsión.* Este instrumento mide la tensión total de todos los armónicos dividida entre la tensión de la frecuencia fundamental, proporcionando como resultado el *porcentaje de distorsión armónica total,* lo que se define como:

$$THD = \frac{\text{Tensión armónica total}}{\text{Tensión fundamental}} \times 100\% \tag{19.11}$$

Figura 19.5 (*a*) Amplificador VCVS. (*b*) Distorsión no lineal. (*c*) Fundamental y armónicos.



Por ejemplo, si la tensión armónica total es igual a 0,1 V rms y la tensión fundamental es 1 V, entonces el porcentaje de distorsión total es $THD = 10$ por ciento.

La realimentación negativa reduce la distorsión armónica. La ecuación exacta para la distorsión armónica en lazo cerrado es:

$$THD_{CL} = \frac{THD_{OL}}{1 + A_{VOL}B} \tag{19.12}$$

donde THD_{OL} = distorsión armónica en lazo abierto

THD_{CL} = distorsión armónica en lazo cerrado

De nuevo, una vez más, el término $1 + A_{VOL}B$ tiene un efecto de mejora. Si es grande, reduce la distorsión armónica a niveles prácticamente despreciables. En los amplificadores estéreo, esto significa que podremos escuchar música de alta fidelidad en lugar de sonidos distorsionados.

Amplificador discreto con realimentación negativa

La idea de un amplificador de tensión (VCVS), cuya ganancia de tensión esté controlada mediante resistencias externas se ha descrito brevemente en el Capítulo 10, "Amplificadores de tensión". El amplificador discreto de dos etapas con realimentación de la Figura 10.10 es, en esencia, un amplificador de tensión no inversor que utiliza realimentación negativa.

Mirando hacia atrás en este circuito, las dos etapas en emisor común producen una ganancia de tensión en lazo abierto igual a:

$$A_{VOL} = (A_{v1})(A_{v2})$$

La tensión de salida excita a un divisor de tensión formado por r_f y r_e. Puesto que el extremo inferior de r_e está puesto a tierra de alterna, la fracción de realimentación es aproximadamente igual a:

$$B \cong \frac{r_e}{r_e + r_f}$$

Esto ignora el efecto de carga del emisor del transistor de entrada.

La entrada V_{in} excita la base del primer transistor, mientras que la tensión de realimentación excita al emisor. Aparecerá una tensión de error en el diodo base-emisor. El análisis matemático es similar al que hemos realizado anteriormente. La ganancia de tensión en lazo cerrado es aproximadamente igual a:

$$\frac{1}{B}$$

la impedancia de entrada es $(1 + A_{VOL}B)R_{in}$, la impedancia de salida es:

$$\frac{R_{out}}{(1 + A_{VOL}B)}$$

y la distorsión es igual a

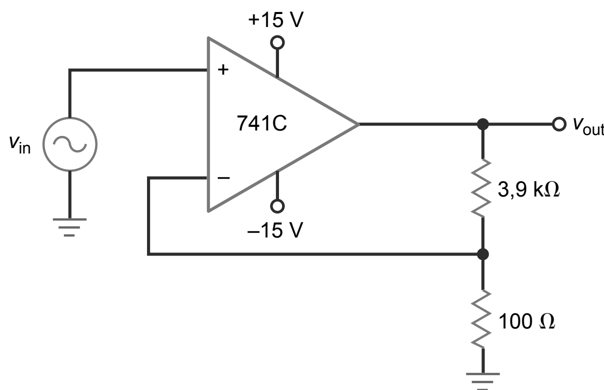
$$\frac{THD_{OL}}{(1 + A_{VOL}B)}$$

Ésta es una forma habitual de determinar el uso de la realimentación negativa en diversas configuraciones de los amplificadores discretos.

Ejemplo 19.2

En el circuito de la Figura 19.6, el 741C tiene una R_{in} de 2 MΩ y una R_{CM} de 200 MΩ. ¿Cuál es la impedancia de entrada en lazo cerrado? Utilice una ganancia típica A_{VOL} de 100.000 para el 741C.

Figura 19.6 Ejemplo.



SOLUCIÓN En el Ejemplo 19.1, hemos calculado $B = 0{,}025$. Por tanto:

$$1 + A_{VOL}B = 1 + (100.000)(0{,}025) \cong 2500$$

Aplicando la Ecuación (19.9):

$$z_{in(CL)} \cong (1 + A_{VOL}B)R_{in}$$
$$= (2500)(2\ \text{M}\Omega) = 5000\ \text{M}\Omega$$

Si obtenemos un resultado por encima de 100 MΩ, deberemos emplear la Ecuación (19.8). Aplicando dicha ecuación obtenemos:

$$z_{in(CL)} = (5000\ \text{M}\Omega) \| 200\ \text{M}\Omega = 192\ \text{M}\Omega$$

Esta alta impedancia de entrada indica que el VCVS se aproxima a un amplificador de tensión ideal.

PROBLEMA PRÁCTICO 19.2 En el circuito de la Figura 19.6, cambie la resistencia de 3,9 kΩ a una resistencia de 4,9 kΩ y obtenga $z_{in(CL)}$.

Ejemplo 19.3

Utilizando los datos y los resultados del ejemplo anterior, calcule la impedancia de salida en lazo cerrado del circuito de la Figura 19.6. Utilice un valor de A_{VOL} igual a 100.000 y un valor para R_{out} de 75 Ω.

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (19.10):

$$z_{out(CL)} = \frac{75\ \Omega}{2500} = 0{,}03\ \Omega$$

Esta baja impedancia de salida indica que el VCVS se aproxima a un amplificador de tensión ideal.

PROBLEMA PRÁCTICO 19.3 Repita el Ejemplo 19.3 con $A_{VOL} = 200.000$ y $B = 0{,}025$.

Ejemplo 19.4

Suponga que un amplificador tiene una distorsión armónica total en lazo abierto del 7,5 por ciento. ¿Cuál será la distorsión armónica total en lazo cerrado?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (19.12):

$$THD_{(CL)} = \frac{7{,}5\%}{2\,500} = 0{,}003\%$$

PROBLEMA PRÁCTICO 19.4 Repita el Ejemplo 19.4 cambiando la resistencia de 3,9 kΩ por una resistencia de 4,9 kΩ.

19.4 El amplificador ICVS

La Figura 19.7 muestra un amplificador de transresistencia, al que se le aplica una corriente de entrada y proporciona una tensión de salida. El amplificador ICVS es un *convertidor de corriente-tensión* casi perfecto, porque presenta una impedancia de entrada de cero y una impedancia de salida de cero.

Tensión de salida

La ecuación exacta para la tensión de salida es:

$$\mathbf{v_{out} = -\left(i_{in}R_f \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}}\right)} \qquad \textbf{(19.13)}$$

Puesto que A_{VOL} es mucho mayor que la unidad, la ecuación se simplifica de la siguiente manera:

$$\mathbf{v_{out} = -(i_{in}R_f)} \qquad \textbf{(19.14)}$$

donde R_f es la transresistencia.

Una forma fácil de derivar y recordar la Ecuación (19.14) consiste en utilizar el concepto de tierra virtual. Recuerde, la entrada inversora es un punto de tierra virtual para las tensiones, no para las corrientes. Si imaginamos un punto de tierra virtual en la entrada inversora, podemos ver que toda la corriente de entrada debe fluir a través de la resistencia de realimentación. Dado que el extremo izquierdo de esta resistencia está a tierra, la tensión de salida estará dada por:

$$v_{out} = -(i_{in}R_f)$$

El circuito es un convertidor de corriente-tensión. Podemos seleccionar diferentes valores de R_f para obtener diferentes factores de conversión (transresistencias). Por ejemplo, si $R_f = 1$ kΩ, entonces una entrada de 1 mA

Figura 19.7 Amplificador ICVS.

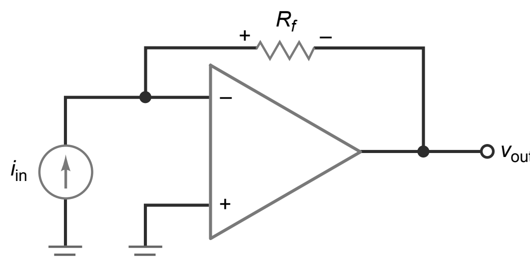
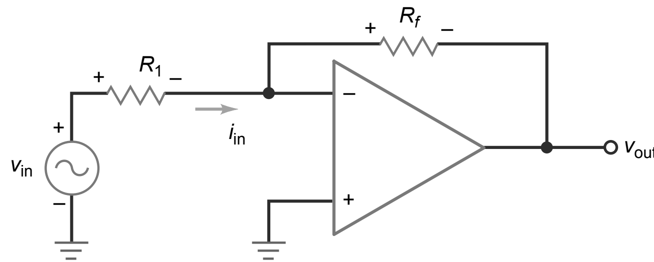


Figura 19.8 Amplificador inversor.



produce una salida de 1 V. Si $R_f = 10\ k\Omega$, la misma corriente de entrada produce una salida de 10 V. La dirección de la corriente mostrada en la Figura 19.8 es la correspondiente al flujo convencional de la corriente.

Impedancias de entrada y de salida en lazo cerrado

En el circuito de la Figura 19.7, las ecuaciones exactas para las impedancias de entrada y de salida en lazo cerrado son:

$$z_{in(CL)} = \frac{R_f}{1 + A_{VOL}} \tag{19.15}$$

$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}} \tag{19.16}$$

En ambas ecuaciones, el alto valor del denominador reducirá la impedancia a un valor muy bajo.

El amplificador inversor

En el Capítulo 18 hemos presentado el amplificador inversor mostrado en la Figura 19.8. Recordemos que tiene una ganancia de tensión en lazo cerrado de:

$$A_v = \frac{-R_f}{R_1} \tag{19.17}$$

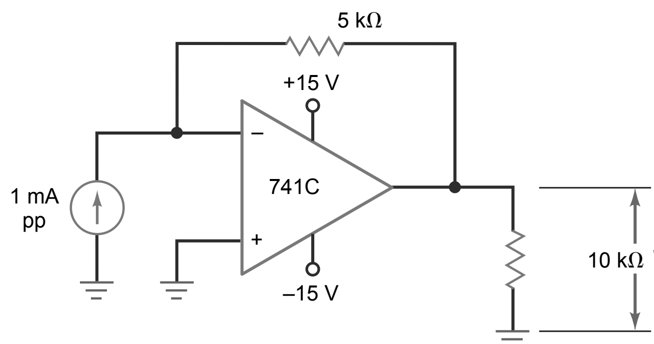
Este tipo de amplificador utiliza un ICVS con realimentación negativa. Puesto que la entrada inversora es un punto de tierra virtual, la corriente de entrada es igual a:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_1}$$

Ejemplo 19.5

En el circuito de la Figura 19.9, ¿cuál es la tensión de salida si la frecuencia de entrada es de 1 kHz?

Figura 19.9 Ejemplo.



SOLUCIÓN Imagine que la corriente de entrada de 1 mA pp fluye a través de la resistencia de 5 kΩ. Aplicando la ley de Ohm o la Ecuación (19.14) obtenemos:

$$v_{out} = -(1 \text{ mA pp})(5 \text{ k}\Omega) = -5 \text{ V pp}$$

De nuevo, el signo negativo indica un desplazamiento de fase de 180º. La tensión de salida es una tensión alterna con un valor de pico a pico de 5 V y una frecuencia de 1 kHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 19.5 En la Figura 19.9, cambie la resistencia de realimentación a 2 kΩ y calcule v_{out}.

Ejemplo 19.6

¿Cuáles son las impedancias de entrada y de salida en lazo cerrado en el circuito de la Figura 19.9? Utilice los parámetros típicos del 741C.

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (19.15) obtenemos:

$$z_{in(CL)} = \frac{5 \text{ k}\Omega}{1 + 100.000} \cong \frac{5 \text{ k}\Omega}{100.000} = 0{,}05\ \Omega$$

Aplicando la Ecuación (19.16):

$$z_{out(CL)} = \frac{75\ \Omega}{1 + 100.000} \cong \frac{75\ \Omega}{100.000} = 0{,}00075\ \Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 19.6 Repita el Ejemplo 19.6 con $A_{VOL} = 200.000$.

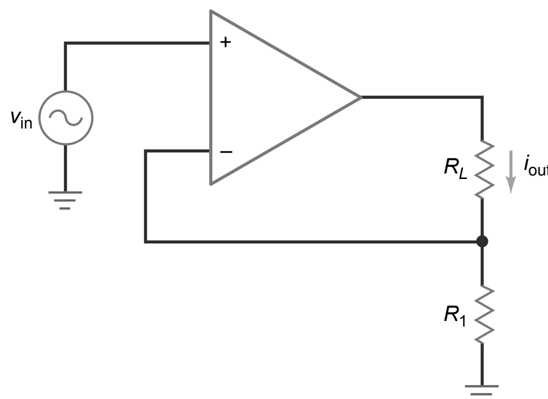
19.5 El amplificador VCIS

Con un amplificador VCIS, una tensión de entrada controla una corriente de salida. Gracias a la fuerte realimentación negativa de este tipo de amplificador, la tensión de entrada se convierte en un valor preciso de corriente de salida.

La Figura 19.10 muestra un amplificador de transconductancia. Es similar a un amplificador VCVS, excepto en que R_L es la resistencia de carga, así como la resistencia de realimentación. En otras palabras, la salida activa no es la tensión que cae en $R_1 + R_L$, sino que es la corriente que circula por R_L. Esta corriente de salida está estabilizada; es decir, un determinado valor de la tensión de entrada produce un valor preciso de la corriente de salida.

En la Figura 19.10, la ecuación exacta para la corriente de salida es:

Figura 19.10 Amplificador VCIS



$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1 + (R_1 + R_L)/A_{VOL}} \quad (19.18)$$

En un circuito real, el segundo término del denominador es mucho menor que el primero y la ecuación se simplifica como sigue:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1} \quad (19.19)$$

A veces, esto se escribe como:

$$i_{out} = g_m v_{in}$$

donde $g_m = 1/R_1$.

La siguiente es una forma sencilla de derivar y recordar la Ecuación (19.19): si imagina un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del circuito de la Figura 19.10, la entrada inversora se autoeleva hasta la entrada no inversora. Por tanto, toda la tensión de entrada aparece en R_1 y la corriente que fluye a través de ella es:

$$i_1 = \frac{v_{in}}{R_1}$$

En la Figura 19.10, el único camino para esta corriente es a través de R_L. Esto es por lo que la Ecuación (19.19) proporciona el valor de la corriente de salida.

El circuito es un *convertidor de tensión-corriente.* Podemos seleccionar valores diferentes de R_1 para obtener diferentes factores de conversión (transconductancias). Por ejemplo, si $R_1 = 1\ k\Omega$, una tensión de entrada de 1 V produce una corriente de salida de 1 mA. Si $R_1 = 100\ \Omega$, la misma tensión de entrada produce una corriente de salida de 10 mA.

Dado que el lado de entrada del circuito de la Figura 19.10 es igual que la entrada de un amplificador VCVS, la ecuación aproximada para la impedancia de entrada en lazo cerrado de un amplificador VCIS es:

$$z_{in(CL)} = (1 + A_{VOL}B)R_{in} \quad (19.20)$$

donde R_{in} es la resistencia de entrada del amplificador operacional. La corriente de salida estabilizada ve una impedancia de salida en lazo cerrado de:

$$z_{out(CL)} = (1 + A_{VOL})R_1 \quad (19.21)$$

En ambas ecuaciones, un valor alto de A_{VOL} aumenta ambas impedancias haciendo que tiendan a infinito, exactamente lo que queremos en un amplificador VCIS. El circuito es un convertidor de tensión-corriente casi perfecto porque tiene tanto una impedancia de entrada como de salida muy alta.

El amplificador de transconductancia de la Figura 19.10 funciona con una resistencia de carga flotante. Esto no siempre es adecuado porque muchas cargas tienen un único terminal. En dicho caso, pueden utilizarse los siguientes circuitos integrados lineales como amplificadores de transconductancia: el LM3080, el LM13600 y el LM13700. Estos amplificadores de transconductancia monolíticos pueden excitar resistencias de carga de un único terminal.

Ejemplo 19.7

¿Cuál es la corriente por la carga en el circuito de la Figura 19.11? ¿Y la potencia en la carga? ¿Qué sucede si la resistencia de carga se cambia a 4 Ω?

SOLUCIÓN Imagine un cortocircuito virtual en los terminales de entrada del amplificador operacional. Con la entrada inversora autoelevada a la entrada no inversora, toda la tensión de entrada cae en la resistencia de 1Ω. Utilizando la ley de Ohm o la Ecuación (19.19), podemos calcular la corriente de salida como sigue:

$$i_{out} = \frac{2\text{ V rms}}{1\ \Omega} = 2\text{ A rms}$$

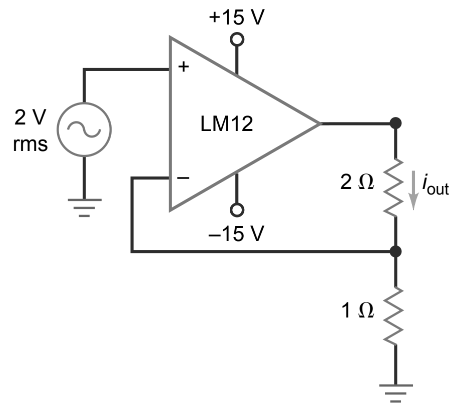
Estos 2 A circulan por la resistencia de carga de 2 Ω, produciendo una potencia en la carga de:

$$P_L = (2\text{ A})^2(2\ \Omega) = 8\text{ W}$$

Si la resistencia de carga se cambia a 4 Ω, la corriente de salida continuará siendo igual a 2A rms, aunque la potencia en la carga aumenta a:

$$P_L = (2\text{ A})^2(4\ \Omega) = 16\text{ W}$$

Figura 19.11 Ejemplo.



Siempre y cuando el amplificador operacional no se sature, podemos cambiar la resistencia de car ga a cualquier valor y continuaremos teniendo una corriente de salida estabilizada de 2 A rms.

PROBLEMA PRÁCTICO 19.7 En el circuito de la Figura 19.1 1, cambie la tensión de entrada a 3 V rms. Calcule i_{out} y P_L.

19.6 El amplificador ICIS

Un circuito ICIS amplifica la corriente de entrada. Gracias a la fuerte realimentación negativa, el amplificador ICIS suele comportarse como un **amplificador de corriente** perfecto. Tiene una muy baja impedancia de entrada y una impedancia de salida muy alta.

La Figura 19.12 muestra un amplificador de corriente inversor . La ganancia de corriente en lazo cerrado está estabilizada y está dada por la siguiente expresión:

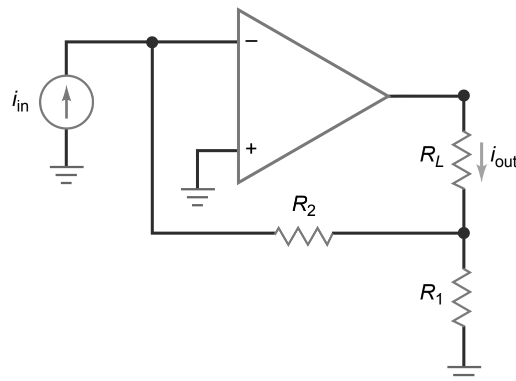
$$A_i = \frac{A_{VOL}(R_1 + R_2)}{R_L + A_{VOL}R_1} \tag{19.22}$$

Normalmente, el segundo término del denominador es mucho mayor que el primero, por lo que la ecuación se simplifica del siguiente modo:

$$A_i \cong \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{19.23}$$

La ecuación para la impedancia de entrada en lazo cerrado de un amplificador ICIS es:

Figura 19.12 Amplificador ICIS.



$$z_{in(CL)} = \frac{R_2}{1 + A_{VOL}B} \tag{19.24}$$

donde la fracción de realimentación está dada por:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{19.25}$$

La corriente de salida estabilizada ve una impedancia de salida en lazo cerrado igual a:

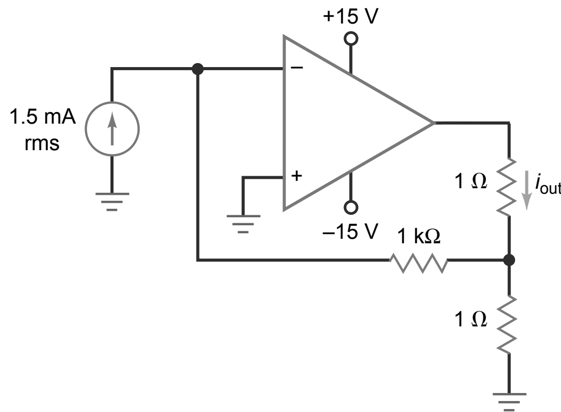
$$z_{out(CL)} = (1 + A_{VOL})R_1 \tag{19.26}$$

Un valor alto de A_{VOL} produce una impedancia de entrada muy pequeña y una impedancia de salida muy grande. Por esta razón, el circuito ICIS es un amplificador de corriente casi perfecto.

Ejemplo 19.8

¿Cuál es la corriente por la carga en el circuito de la Figura 19.13? ¿Y la potencia en la carga? Si la resistencia de carga se cambia a 2 Ω, ¿cuáles serán la corriente y la potencia en la carga?

Figura 19.13 Ejemplo.



SOLUCIÓN Utilizando la Ecuación (19.23), obtenemos la ganancia de corriente:

$$A_i = \frac{1\text{ k}\Omega}{1\ \Omega} + 1 \cong 1000$$

La corriente por la carga es:

$$i_{out} = (1000)(1{,}5\text{ mA rms}) = 1{,}5\text{ A rms}$$

La potencia en la carga es:

$$P_L = (1{,}5\text{ A})^2(1\ \Omega) = 2{,}25\text{ W}$$

Si la resistencia de carga se aumenta a 2 Ω, la corriente por ella continuará siendo 1,5 A rms, pero la potencia en la carga aumentará a:

$$P_L = (1{,}5\text{ A})^2(2\ \Omega) = 4{,}5\text{ W}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 19.8 En la Figura 19.13, cambie i_{in} a 2 mA y calcule i_{out} y P_L.

19.7 Ancho de banda

La realimentación negativa incrementa el ancho de banda de un amplificador porque la caída de la ganancia de tensión en lazo abierto indica que se realimenta menos tensión, lo que produce más tensión de entrada como compensación. Por tanto, la frecuencia de corte en lazo cerrado es mayor que la frecuencia de corte en lazo abierto.

Ecuaciones para el ancho de banda

En el Capítulo 18 hemos hablado del ancho de banda de un VCVS. Recuerde que el ancho de banda de corte en lazo cerrado está dado por:

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unidad}}{A_{v(CL)}} \tag{19.27}$$

Podemos obtener dos ecuaciones más para el ancho de banda en lazo cerrado en un circuito VCVS:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)} \tag{19.28}$$

$$f_{2(CL)} = \frac{A_{VOL}}{A_{v(CL)}} f_{2(OL)} \quad (19.29)$$

donde $A_{v(CL)}$ es lo mismo que A_v.

Podemos utilizar cualquiera de estas ecuaciones para calcular el ancho de banda en lazo cerrado de un amplificador VCVS. La que utilicemos dependerá de los datos que tengamos. Por ejemplo, si conocemos los valores de f_{unidad} y $A_{v(CL)}$, entonces utilizaremos la Ecuación (19.27). Si disponemos de los valores de A_{VOL}, B y $f_{2(OL)}$, emplearemos la Ecuación (19.28). En ocasiones, tendremos los valores de A_{VOL}, $A_{v(CL)}$ y $f_{2(OL)}$, en este caso, la Ecuación (19.29) resultará útil.

El producto ganancia-ancho de banda es constante

La Ecuación (19.27) puede escribirse del siguiente modo:

$$A_{v(CL)} f_{2(CL)} = f_{unidad}$$

El lado izquierdo de esta ecuación es el producto de la ganancia por el ancho de banda, por lo que se denomina **producto ganancia-ancho de banda** (GBP, *gain-bandwidth product*). El lado derecho de la ecuación es una constante del amplificador operacional dado. Dicho con palabras, la ecuación establece que el *producto ganancia-ancho de banda es una constante.* Puesto que el GBP es una constante para un amplificador operacional dado, un diseñador tiene que alcanzar un compromiso al determinar la ganancia y el ancho de banda. Cuanto menor sea la ganancia, mayor será el ancho de banda. Inversamente, si el diseñador desea obtener una ganancia mayor, tendrá que fijar un ancho de banda más pequeño.

La única forma de mejorar ambos parámetros consiste en utilizar un amplificador operacional con un alto producto ganancia-ancho de banda, lo que es equivalente a una muy alta f_{unidad}. Si un amplificador operacional no proporciona el suficiente GBP para una determinada aplicación, el diseñador puede seleccionar un amplificador operacional mejor, es decir, uno que tenga un GBP mayor. Por ejemplo, un 741C tiene un GBP de 1 MHz. Si este valor es bajo para una aplicación dada, podemos emplear un LM318 que tiene un GBPde 15 MHz. De esta forma, obtendremos un ancho de banda 15 veces más grande para la misma ganancia de tensión en lazo cerrado.

Ancho de banda y distorsión por *slew-rate*

Aunque la realimentación negativa reduce la distorsión no lineal de las última etapas de un amplificador, no tiene ningún efecto sobre la distorsión debida al *slew-rate*. Por tanto, después de calcular el ancho de banda en lazo cerrado, podemos calcular el ancho de banda de potencia aplicando la Ecuación (18.2). Para una salida no distorsionada sobre el ancho de banda en lazo cerrado completo, la frecuencia de corte en lazo cerrado tiene que ser menor que el ancho de banda de potencia:

$$f_{2(CL)} < f_{máx} \quad (19.30)$$

Esto significa que el valor de pico de la salida será menor que:

$$V_{p(máx)} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} \quad (19.31)$$

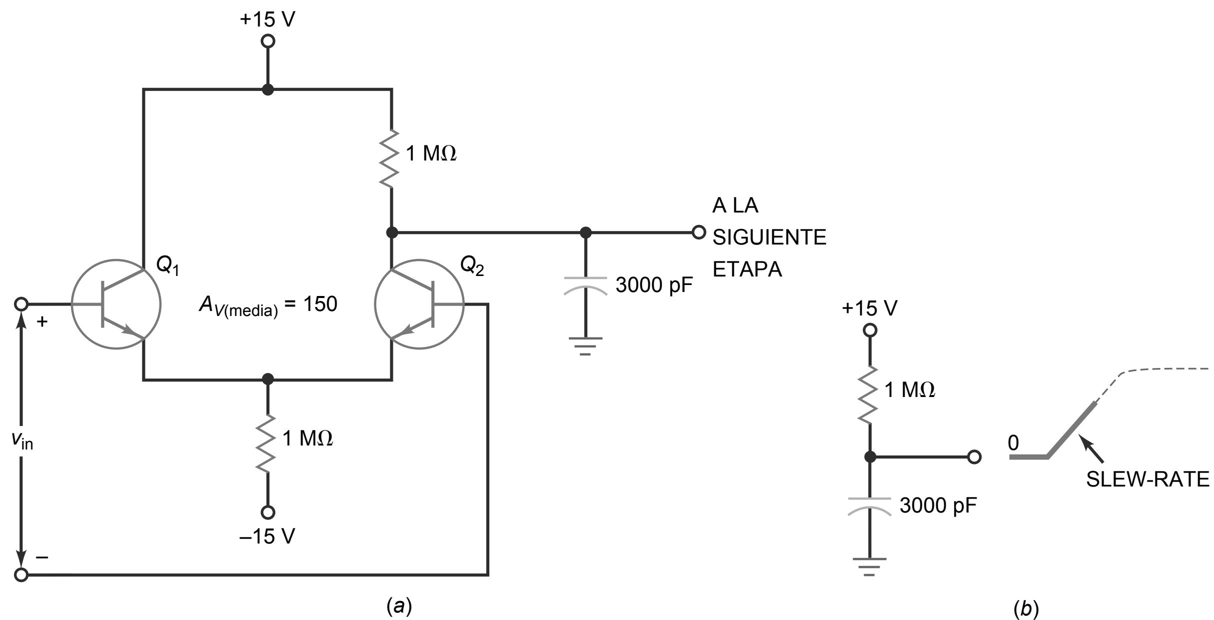
Veamos por qué la realimentación negativa no tiene ningún efecto sobre la distorsión debida al *slew-rate*: en el Capítulo 18, hemos visto cómo el condensador de compensación de un amplificador operacional produce una capacidad de entrada de Miller grande. En un 741C, esta capacidad carga al amplificador diferencial de entrada, como se muestra en la Figura 19.14*a*. Cuando se produce la distorsión debida al *slew-rate*, v_{in} es lo suficiente grande como para saturar un transistor y cortar el otro. Puesto que el amplificador operacional ya no está funcionando en la región lineal, el efecto de mejora de la realimentación negativa se ve temporalmente anulado.

La Figura 19.14*b* muestra lo que sucede cuando Q_1 está saturado y Q_2 está en corte. Dado que el condensador de 3000 pF tiene que cargarse a través de una resistencia de 1 MΩ, obtenemos el *slew-rate* mostrado en la figura. Una vez que el condensador está cargado, Q_1 sale de saturación, Q_2 sale del corte y el efecto de mejora de la realimentación negativa reaparece.

Tabla de realimentación negativa

La Tabla-resumen 19.1 muestra los cuatro prototipos ideales de realimentación negativa. Estos prototipos son circuitos básicos que pueden modificarse para obtener circuitos más avanzados. Por ejemplo, utilizando una fuente de tensión y una resistencia de entrada R_1, el prototipo del circuito ICVS se convierte en el amplificador inversor

Figura 19.14 (*a*) Amplificador diferencial de entrada del 741C. (*b*) La carga del condensador afecta al *slew-rate*.



ampliamente utilizado estudiado en el Capítulo 18. Veamos otro ejemplo, podemos añadir condensadores de acoplo al prototipo del circuito VCVS para obtener un amplificador de alterna. En los siguientes capítulos, modificaremos estos prototipos básicos para obtener una amplia variedad de útiles circuitos.

Tabla-resumen 19.1 Cuatro tipos de realimentación negativa

Tipo	Estabilizado	Ecuación	$z_{in(CL)}$	$z_{out(CL)}$	$f_{2(CL)}$	$f_{2(CL)}$	$f_{2(CL)}$
VCVS	A_v	$\frac{R_f}{R_1} + 1$	$(1 + A_{VOL}B)R_{in}$	$\frac{R_{out}}{(1 + A_{VOL}B)}$	$(1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)}$	$\frac{A_{VOL}}{A_{v(CL)}} f_{2(OL)}$	$\frac{f_{unidad}}{A_{v(CL)}}$
ICVS	$\frac{v_{out}}{i_{in}}$	$v_{out} = -(i_{in}R_f)$	$\frac{R_f}{1 + A_{VOL}}$	$\frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}}$	$(1 + A_{VOL})f_{2(OL)}$	—	—
VCIS	$\frac{i_{out}}{v_{in}}$	$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1}$	$(1 + A_{VOL}B)R_{in}$	$(1 + A_{VOL})R_1$	$(1 + A_{VOL})f_{2(OL)}$	—	—
ICIS	A_i	$\frac{R_2}{R_1} + 1$	$\frac{R_2}{(1 + A_{VOL}B)}$	$(1 + A_{VOL})R_1$	$(1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)}$	—	—
VCVS		ICVS		VCIS		ICIS	
(amplificador de tensión no inversor)		(convertidor de corriente-tensión)		(convertidor de tensión-corriente)		(amplificador de corriente)	

Ejemplo 19.9

Si el amplificador VCVS de la Tabla-resumen 19.1 utiliza un LF411A con $(1 + A_{VOL}B) = 1000$ y $f_{2(OL)} = 160$ Hz, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (19.28):

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)} = (1000)(160 \text{ Hz}) = 160 \text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 19.9 Repita el Ejemplo 19.9 con $f_{2(OL)} = 100$ Hz.

Ejemplo 19.10

Si el amplificador VCVS de la Tabla-resumen 19.1 utiliza un LM308 con $A_{VOL} = 250.000$ y $f_{2(OL)} = 1{,}2$ Hz, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado para $A_{v(CL)} = 50$?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (19.29):

$$f_{2(CL)} = \frac{A_{VOL}}{A_{v(CL)}} f_{2(OL)} = \frac{250.000}{50}(1{,}2 \text{ Hz}) = 6 \text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 19.10 Repita el Ejemplo 19.10 utilizando $A_{VOL} = 200.000$ y $f_{2(OL)} = 2$ Hz.

Ejemplo 19.11

Si el amplificador ICVS de la Tabla-resumen 19.1 utiliza un LM12 con $A_{VOL} = 50.000$ y $f_{2(OL)} = 14$ Hz, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

SOLUCIÓN Aplicando la ecuación dada en la Tabla-resumen 19.1:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL})f_{2(OL)} = (1 + 50{,}000)(14 \text{ Hz}) = 700 \text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 19.11 En el Ejemplo 19.11, si $A_{VOL} = 75.000$ y $f_{2(OL)} = 750$ kHz, hallar el ancho de banda en lazo abierto.

Ejemplo 19.12

Si el amplificador ICIS de la Tabla-resumen 19.1 utiliza un OP-07A con $f_{2(OL)} = 20$ Hz y si $(1 + A_{VOL}B) = 2500$, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

SOLUCIÓN Aplicando la ecuación dada en la Tabla-resumen 19.1:

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)} = (2500)(20 \text{ Hz}) = 50 \text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 19.12 Repita el Ejemplo 19.12 con $f_{2(OL)} = 50$ Hz.

Ejemplo 19.13

Un amplificador VCVS utiliza un LM741C con $f_{\text{unidad}} = 1$ MHz y $S_R = 0{,}5$ V/μs. Si $A_{v(CL)} = 10$, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado? ¿Cuál es la tensión de salida de pico no distorsionada en $f_{2(CL)}$?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (19.27):

$$f_{2(CL)} = \frac{f_{\text{unidad}}}{A_{v(CL)}} = \frac{1\text{ MHz}}{10} = 100\text{ kHz}$$

Aplicando la Ecuación (19.31):

$$V_{p(\text{máx})} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} = \frac{0.5\text{ V}/\mu\text{s}}{2\pi(100\text{ kHz})} = 0{,}795\text{ V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 19.13 Calcule el ancho de banda en lazo cerrado y $V_{p(\text{máx})}$ en el Ejemplo 19.13 con $A_{v(CL)} = 100$.

Resumen

SEC. 19.1 CUATRO TIPOS DE REALIMENTACIÓN NEGATIVA

Existen cuatro tipos de realimentación negativa ideales: VCVS, ICVS, VCIS e ICIS. Dos tipos (VCVS y VCIS) están controlados mediante una tensión de entrada y los otros dos tipos (ICVS e ICIS) están controlados por una corriente de entrada. La salida de los circuitos VCVS e ICVS se comporta como una fuente de tensión y la salida de los circuitos VCIS e ICIS se comporta como una fuente de corriente.

SEC. 19.2 GANANCIA DE TENSIÓN DEL VCVS

La ganancia de lazo es la ganancia de tensión de los caminos directo y de realimentación. En cualquier diseño práctico, la ganancia de lazo es muy grande. Como resultado, la ganancia de tensión en lazo cerrado es extremadamente estable porque no depende de las características del amplificador. En lugar de ello, depende casi totalmente de las características de las resistencias externas.

SEC. 19.3 OTRAS ECUACIONES DEL VCVS

La realimentación negativa en un circuito VCVS tiene un efecto de mejora sobre las imperfecciones de un amplificador, porque estabiliza la ganancia de tensión, aumenta la impedancia de entrada, disminuye la impedancia de salida y disminuye la distorsión armónica.

SEC. 19.4 EL AMPLIFICADOR ICVS

Se trata de un amplificador de transresistencia, equivalente a un convertidor de corriente-tensión. Gracias a la tierra virtual, idealmente la impedancia de entrada es cero. La corriente de entrada produce una de tensión de salida muy precisa.

SEC. 19.5 EL AMPLIFICADOR VCIS

Se trata de un amplificador de transconductancia, equivalente a un convertidor de tensión-corriente. Idealmente, tiene una impedancia de entrada infinita. La tensión de entrada produce un valor preciso de la corriente de salida. La impedancia de salida es aproximadamente infinita.

SEC. 19.6 EL AMPLIFICADOR ICIS

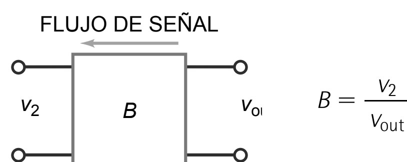
Gracias a la fuerte realimentación negativa, el amplificador ICIS se comporta prácticamente como un amplificador de corriente perfecto, con impedancia de entrada cero e impedancia de salida infinita.

SEC. 19.7 ANCHO DE BANDA

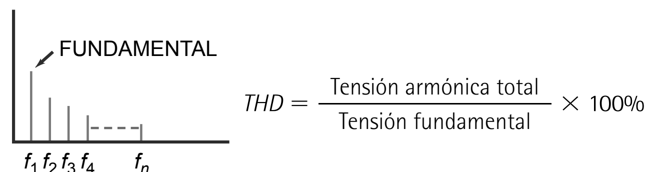
La realimentación negativa aumenta el ancho de banda de un amplificador porque la pendiente de la ganancia de tensión de lazo abierto indica que se realimenta menos tensión, lo que produce más tensión de entrada como forma de compensación. Por tanto, la frecuencia de corte en lazo cerrado es mayor que la frecuencia de corte en lazo abierto.

Definiciones

(19.1) Fracción de realimentación:

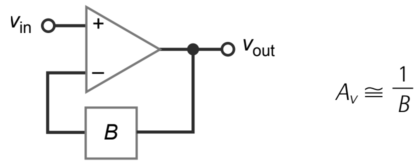


(19.11) Distorsión armónica total :



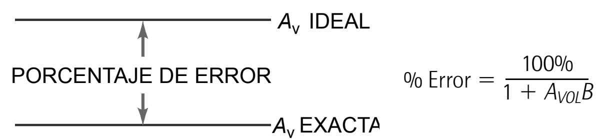
Derivaciones

(19.4) Ganancia de tensión del VCVS:



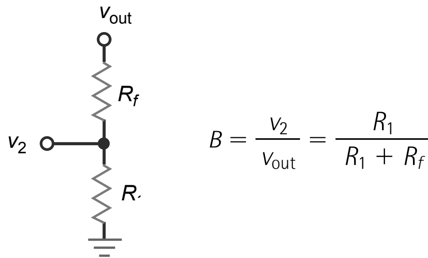
$$A_v \cong \frac{1}{B}$$

(19.5) Porcentaje de error del VCVS:



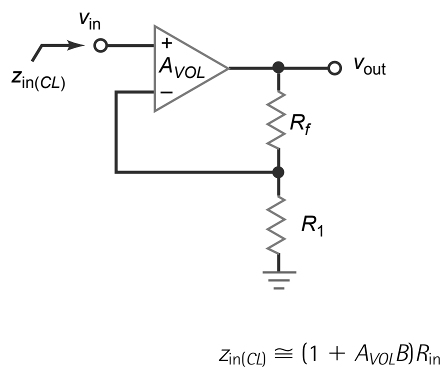
$$\% \text{ Error} = \frac{100\%}{1 + A_{VOL}B}$$

(19.6) Fracción de realimentación del VCVS :



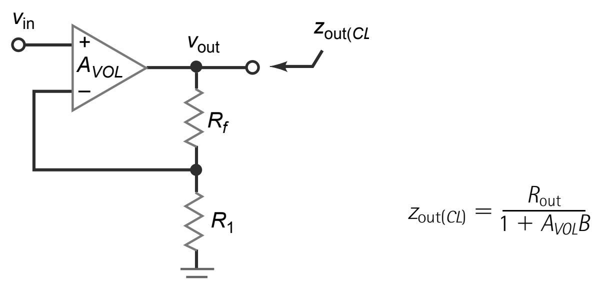
$$B = \frac{v_2}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

(19.9) Impedancia de entrada del VCVS:



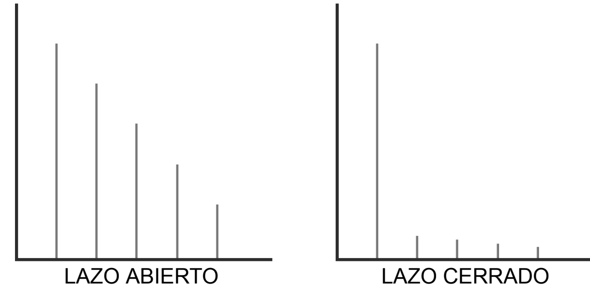
$$z_{in(CL)} \cong (1 + A_{VOL}B)R_{in}$$

(19.10) Impedancia de salida del VCVS:



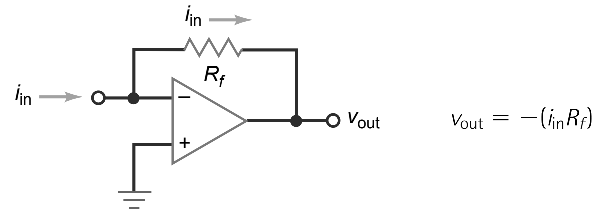
$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}B}$$

(19.12) Distorsión en lazo cerrado:



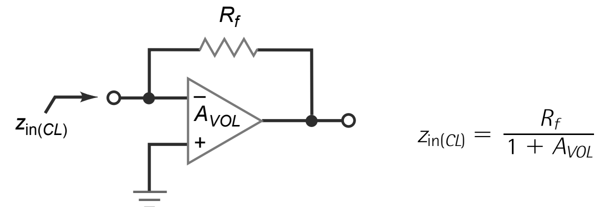
$$THD_{CL} = \frac{THD_{OL}}{1 + A_{VOL}B}$$

(19.14) Tensión de salida de ICVS:



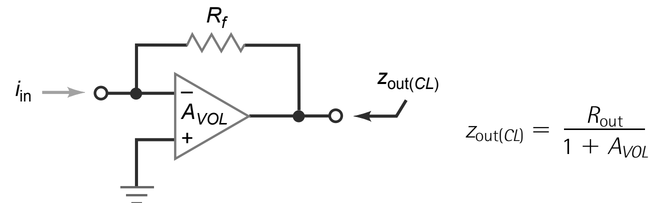
$$v_{out} = -(i_{in}R_f)$$

(19.15) Impedancia de entrada del ICVS:



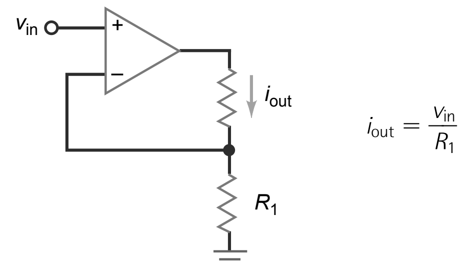
$$z_{in(CL)} = \frac{R_f}{1 + A_{VOL}}$$

(19.16) Impedancia de salida del ICVS:



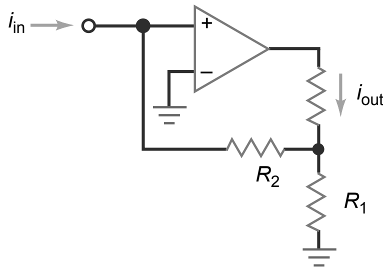
$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}}$$

(19.19) Corriente de salida del VCIS:



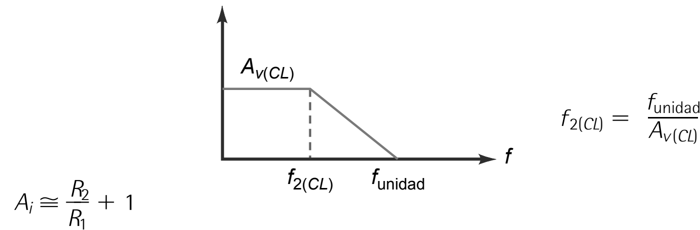
$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1}$$

(19.23) Ganancia de corriente del ICIS:



$$A_i \cong \frac{R_2}{R_1} + 1$$

(19.27) Ancho de banda en lazo cerrado:



$$f_{2(CL)} = \frac{f_{unidad}}{A_{V(CL)}}$$

Cuestiones

1. **Con la realimentación negativa, la señal de retorno**
   a. se suma a la señal de entrada
   b. se opone a la señal de entrada
   c. es proporcional a la corriente de salida
   d. es proporcional a la ganancia de tensión diferencial

2. **¿Cuántos tipos de realimentación negativa existen?**
   a. Una
   b. Dos
   c. Tres
   d. Cuatro

3. **Un amplificador VCVS se aproxima a un**
   a. amplificador de tensión ideal
   b. convertidor de corriente-tensión ideal
   c. convertidor de tensión-corriente ideal
   d. amplificador de corriente ideal

4. **La tensión entre los terminales de entrada de un amplificador operacional es**
   a. igual a cero
   b. muy pequeña
   c. muy grande
   d. igual a la tensión de entrada

5. **Cuando un amplificador operacional no está saturado, las tensiones en las entradas no inversora e inversora son**
   a. casi iguales
   b. muy diferentes
   c. iguales a la tensión de salida
   d. iguales a ±15 V

6. **La fracción de realimentación *B***
   a. es menor que 1
   b. es normalmente mayor que 1
   c. puede ser igual a 1
   d. puede ser distinta de 1

7. **Un amplificador ICVS no proporciona tensión de salida. Una posible avería sería**
   a. no hay tensión de alimentación negativa
   b. la resistencia de realimentación está cortocircuitada
   c. no hay tensión de realimentación
   d. la resistencia de carga está en circuito abierto

8. **En un amplificador VCVS, cualquier disminución de la ganancia de tensión en lazo abierto produce un incremento de la**
   a. tensión de salida
   b. tensión de error
   c. tensión de realimentación
   d. tensión de entrada

9. **La ganancia de tensión en lazo abierto es igual a la**
   a. ganancia con realimentación negativa
   b. ganancia de tensión diferencial del amplificador operacional
   c. ganancia cuando *B* es 1
   d. ganancia a la f_{unidad}

10. **La ganancia de lazo $A_{VOL}B$**
    a. suele ser mucho menor que 1
    b. suele ser mucho mayor que 1
    c. puede ser distinta de 1
    d. se encuentra entre 0 y 1

11. **La impedancia de entrada en lazo cerrado en un amplificador ICVS**
    a. normalmente es mayor que la impedancia de entrada en lazo abierto
    b. es igual a la impedancia de entrada en lazo abierto
    c. a veces es menor que la impedancia en lazo abierto
    d. idealmente es igual a cero

12. **En un amplificador ICVS, el circuito se aproxima a un**
    a. amplificador de tensión ideal
    b. convertidor de corriente-tensión ideal
    c. convertidor de tensión-corriente ideal
    d. amplificador de corriente ideal

13. **La realimentación negativa reduce**
    a. la fracción de realimentación
    b. la distorsión
    c. la tensión de *offset* de entrada
    d. la ganancia en lazo abierto

14. **Un seguidor de emisor tiene una ganancia de tensión**
    a. mucho menor que 1
    b. igual a 1
    c. mayor que 1
    d. igual a A_{VOL}

15. **La tensión entre los terminales de entrada de un amplificador operacional real es**
    a. cero
    b. muy pequeña
    c. muy grande
    d. igual a la tensión de entrada

16. **La transresistencia de un amplificador es la relación entre su**
    a. corriente de salida y la tensión de entrada
    b. tensión de entrada y la corriente de salida
    c. tensión de salida y la tensión de entrada
    d. tensión de salida y la corriente de entrada

17. La corriente no puede fluir a tierra a través de un punto de

a. tierra mecánica
b. tierra de alterna
c. tierra virtual
d. tierra normal

18. En un convertidor de corriente-tensión, la corriente de entrada fluye

a. a través de la impedancia de entrada del amplificador operacional
b. a través de la resistencia de realimentación
c. a tierra
d. a través de la resistencia de carga

19. La impedancia de entrada de un convertidor de corriente-tensión es

a. pequeña
b. grande
c. idealmente igual a cero
d. idealmente igual a infinito

20. El ancho de banda en lazo abierto es igual a

a. f_{unidad}
b. $f_{2(OL)}$
c. $f_{unidad}/A_{v(CL)}$
d. $f_{máx}$

21. El ancho de banda en lazo cerrado es igual a

a. f_{unidad}
b. $f_{2(OL)}$
c. $f_{unidad}/A_{v(CL)}$
d. $f_{máx}$

22. En un amplificador operacional dado, ¿cuáles de los siguientes parámetros son constantes?

a. $f_{2(OL)}$
b. la tensión de realimentación
c. $A_{v(CL)}$
d. $A_{v(CL)}f_{(CL)}$

23. La realimentación negativa no mejora

a. la estabilidad de la ganancia de tensión
b. la distorsión no lineal en las últimas etapas
c. la tensión de *offset* de salida
d. el ancho de banda de potencia

24. Un amplificador ICVS está saturado. Una posible avería sería que

a. no hay tensiones de alimentación
b. la resistencia de realimentación está en circuito abierto
c. no hay tensión de entrada
d. la resistencia de carga está en circuito abierto

25. Un amplificador VCVS no proporciona tensión de salida. Una posible avería sería

a. la resistencia de carga está cortocircuitada
b. la resistencia de realimentación en circuito abierto
c. una tensión de entrada excesiva
d. la resistencia de carga está en circuito abierto

26. Un amplificador ICIS está saturado. Una posible avería sería

a. la resistencia de carga cortocircuitada
b. R_2 está en circuito abierto
c. no hay tensión de entrada
d. la resistencia de carga está en circuito abierto

27. Un amplificador ICVS no proporciona tensión de salida. Una posible avería sería

a. no hay tensión de alimentación positiva
b. la resistencia de realimentación está en circuito abierto
c. no hay tensión de realimentación
d. la resistencia de carga está cortocircuitada

28. La impedancia de entrada en lazo cerrado en un amplificador VCVS

a. suele ser mayor que la impedancia de entrada en lazo abierto
b. es igual a la impedancia de entrada en lazo abierto
c. a veces es menor que la impedancia de entrada en lazo abierto
d. idealmente es cero

Problemas

En los problemas siguientes, utilice la Tabla 18.2 cuando necesite utilizar algunos de los parámetros de los amplificadores operacionales

SEC. 19.2 GANANCIA DE TENSIÓN DE UN VCVS

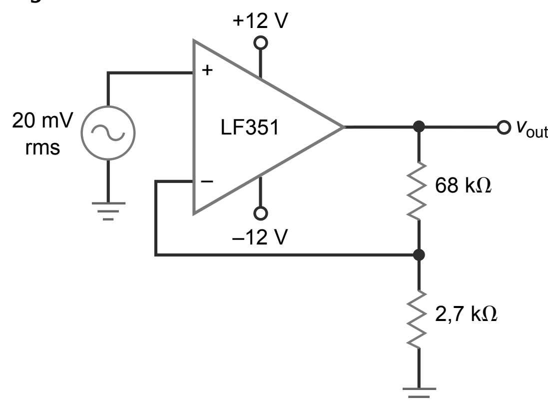
19.1 En el circuito de la Figura 19.15, calcule la fracción de realimentación, la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal, el porcentaje de error y la ganancia de tensión exacta.

19.2 Si la resistencia de 68 kΩ de la Figura 19.15 se cambia por una resistencia de 39 kΩ, ¿cuál será la fracción de realimentación? ¿Y la ganancia de tensión en lazo cerrado?

19.3 En el circuito de la Figura 19.15, la resistencia de 2,7 kΩ se cambia por una resistencia de 4,7 kΩ. ¿Cuál es la fracción de realimentación? ¿Y la ganancia de tensión en lazo cerrado?

19.4 Si el LF351 de la Figura 19.15 se reemplaza por un LM308. Determinar la fracción de realimentación, la ganancia de tensión en lazo cerrado ideal, el porcentaje de error y la ganancia de tensión exacta.

Figura 19.15



SEC. 19.3 OTRAS ECUACIONES DEL VCVS

19.5 En el circuito de la Figura 19.16, el amplificador operacional tiene una R_{in} de 3 MΩ y una R_{CM} igual a 500 MΩ. ¿Cuál es

Figura 19.16

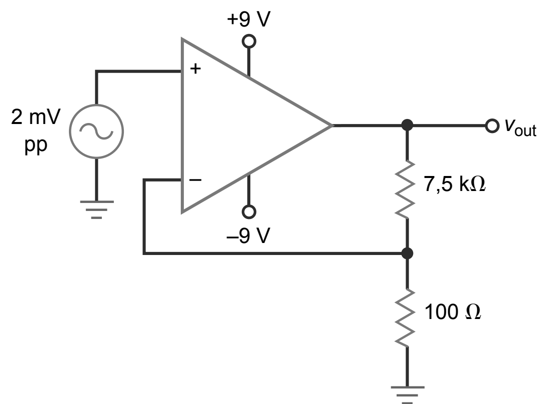
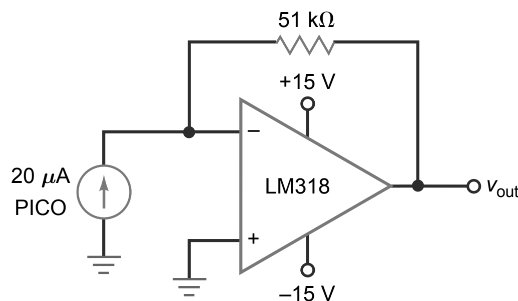


Figura 19.17



la impedancia de entrada en lazo cerrado? Utilice una A_{VOL} de 200.000 para el amplificador operacional.

19.6 ¿Cuál es la impedancia de salida en lazo cerrado en el circuito de la Figura 19.16? Utilice una A_{VOL} de 75.000 y una R_{out} de 50 Ω.

19.7 Suponga que el circuito de la Figura 19.16 tiene una distorsión armónica total en lazo abierto del 10 por ciento. ¿Cuál es la distorsión armónica total en lazo cerrado?

SEC. 19.4 EL AMPLIFICADOR ICVS

19.8 En el circuito de la Figura 19.17, la frecuencia es 1 kHz. ¿Cuál será la tensión de salida?

19.9 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 19.17 si la resistencia de realimentación se cambia de 51 a 33 kΩ?

19.10 En el circuito de la Figura 19.17, la corriente de entrada se cambia a 10,0 μA rms. ¿Cuál será la tensión de salida pico a pico?

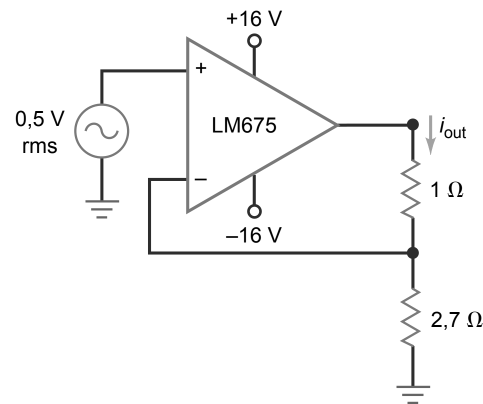
SEC. 19.5 EL AMPLIFICADOR VCIS

19.11 ¿Cuál es la corriente de salida en el circuito de la Figura 19.18? ¿Y la potencia en la carga?

19.12 Si en el circuito de la Figura 19.18 se cambia la resistencia de carga de 1 a 3 Ω, ¿cuál será la corriente de salida? ¿Y la potencia en la carga?

19.13 Si en el circuito de la Figura 19.18 se cambia la resistencia de 2,7 Ω por una de 4,7 Ω, ¿cuál será la corriente de salida? ¿Y la potencia en la carga?

Figura 19.18



SEC. 19.6 EL AMPLIFICADOR ICIS

19.14 ¿Cuál es la ganancia de corriente en el circuito de la Figura 19.19? ¿Y la potencia en la carga?

19.15 Si en el circuito de la Figura 19.19 se cambia la resistencia de carga de 1 a 2 Ω, ¿cuál será la corriente de salida? ¿Y la potencia en la carga?

19.16 Si en el circuito de la Figura 19.19 se cambia la resistencia de 1,8 Ω a 7,5 Ω, ¿cuál será la ganancia de corriente? ¿Y la potencia en la carga?

SEC. 19.7 ANCHO DE BANDA

19.17 Un amplificador VCVS utiliza un LM324 con $(1 + A_{VOL}B) =$ 1000 y $f_{2(OL)} = 2$ Hz. ¿Cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

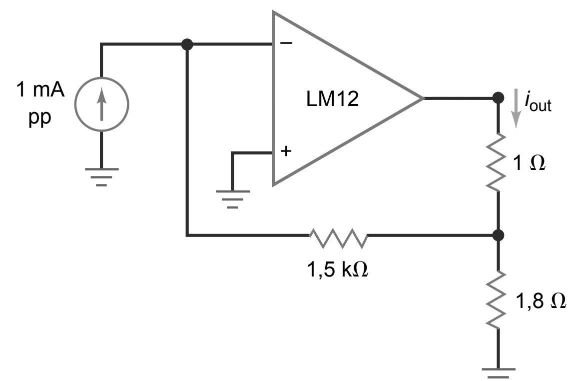
19.18 Si un amplificador VCVS utiliza un LM833 con $A_{VOL} =$ 316.000 y $f_{2(OL)} = 4{,}5$ Hz, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado para $A_{v(CL)} = 75$?

19.19 Un amplificador ICVS utiliza un LM318 con $A_{VOL} = 20.000$ y $f_{2(OL)} = 750$ Hz. ¿Cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

19.20 Un amplificador ICIS utiliza un TL072 con $f_{2(OL)} = 120$ Hz. Si $(1 + A_{VOL}B) = 5000$, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado?

19.21 Un amplificador VCVS utiliza un LM741C con $f_{unidad} =$ 1 MHz y $S_R = 0{,}5$ V/μs. Si $A_{v(CL)} = 10$, ¿cuál es el ancho de banda en lazo cerrado? ¿Y la máxima tensión de salida de pico no distorsionada en $f_{2(CL)}$?

Figura 19.19



Pensamiento crítico

19.22 La Figura 19.20 muestra un convertidor de corriente-tensión que se puede emplear para medir corrientes. ¿Qué lectura marcará el voltímetro si la corriente de entrada es de 4 μA?

19.23 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 19.21?

19.24 En el circuito de la Figura 19.22, ¿cuál es la ganancia de tensión del amplificador para cada una de las posiciones del interruptor?

19.25 En el circuito de la Figura 19.22, ¿cuál es la tensión de salida para cada una de las posiciones del interruptor si la tensión de entrada es de 10 mV?

19.26 En el circuito de la Figura 19.22 se utiliza un 741C con A_{VOL} = 100.000, R_{in} = 2 MΩ y R_{out} = 75 Ω. ¿Cuáles serán los valores de las impedancias de entrada y de salida en lazo cerrado para cada posición del interruptor?

19.27 En el circuito de la Figura 19.22 se utiliza un 741C con A_{VOL} = 100.000, $I_{in(polariazción)}$ = 80 nA, $I_{in(offset)}$ = 20 nA, $V_{in(offset)}$ = 1 mV y R_f = 100 kΩ. ¿Cuál es la tensión de *offset* de salida para cada una de las posiciones del interruptor?

19.28 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 19.23*a* para cada una de las posiciones del interruptor?

19.29 El fotodiodo de la Figura 19.23*b* produce una corriente de 2 μA. ¿Cuál es la tensión de salida?

19.30 Si la resistencia desconocida de la Figura 19.23*c* tiene un valor de 3,3 kΩ, ¿cuál será la tensión de salida?

19.31 Si la tensión de salida es de 2 V en el circuito de la Figura 19.23*c*, ¿cuál es el valor de la resistencia desconocida?

Figura 19.20

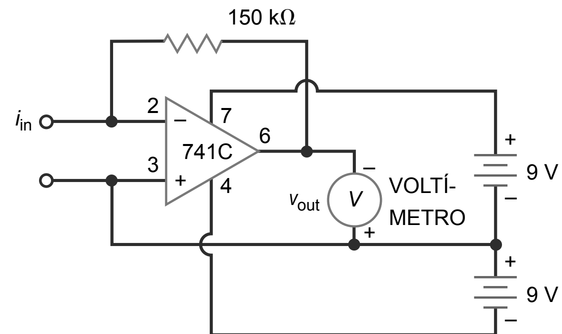


Figura 19.21

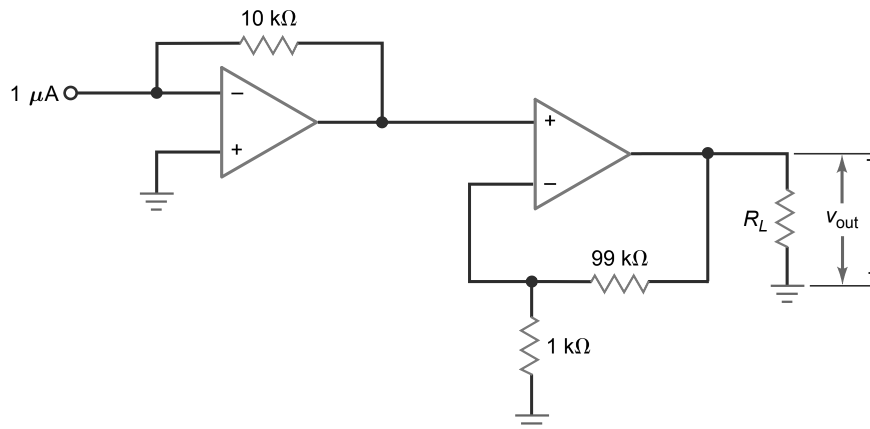


Figura 19.22

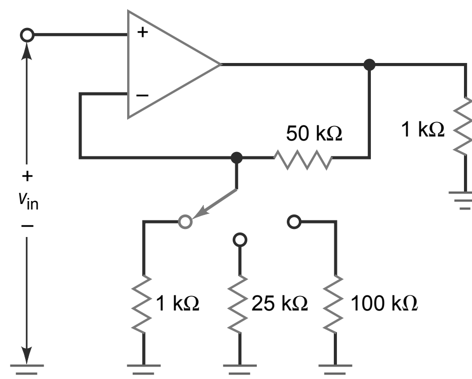
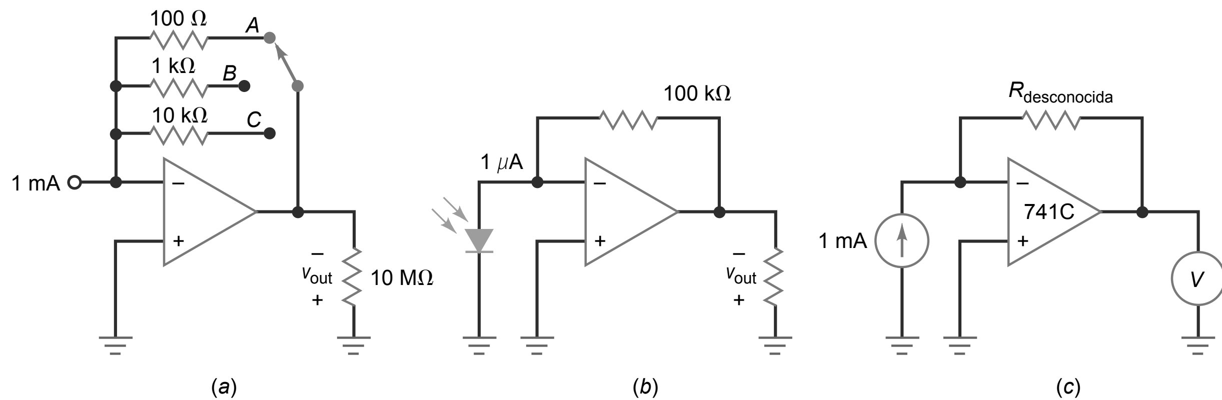


Figura 19.23



19.32 La resistencia de realimentación del circuito de la Figura 19.24 tiene una resistencia que está controlada por ondas sonoras. Si la resistencia de realimentación varía sinusoidalmente entre 9 y 11 kΩ, ¿cuál es la tensión de salida?

19.33 La temperatura controla la resistencia de realimentación de la Figura 19.24. Si la resistencia de realimentación varía entre 1 y 10 kΩ, ¿cuál es el rango de la tensión de salida?

19.34 La Figura 19.25 muestra un voltímetro de continua sensible que utiliza un amplificador operacional BIFET. Suponga que la tensión de salida ha sido anulada con el ajuste de cero. ¿Cuál es la tensión de entrada que produce una deflexión a fondo de escala para cada una de las posiciones del interruptor?

Figura 19.24

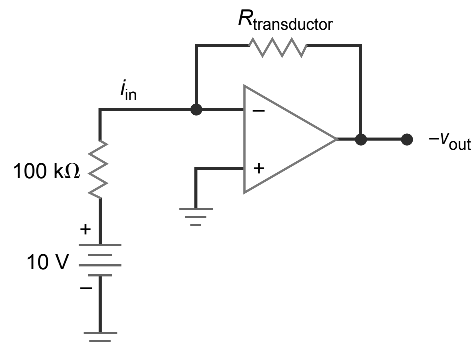
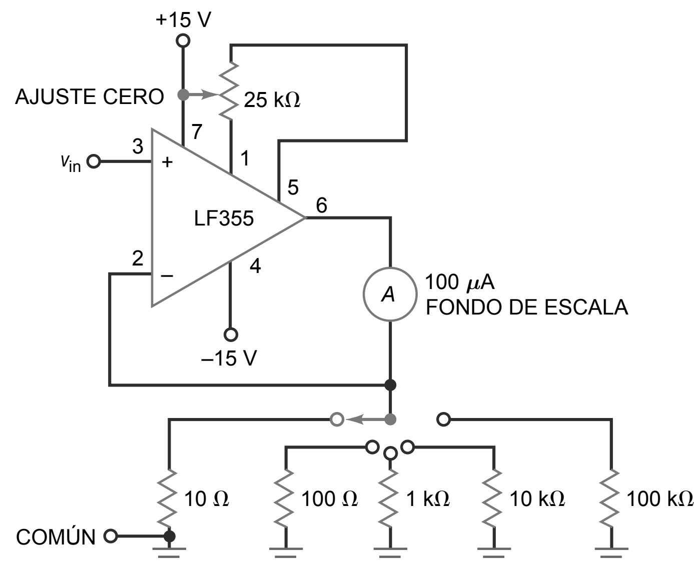


Figura 19.25



Detección de averías

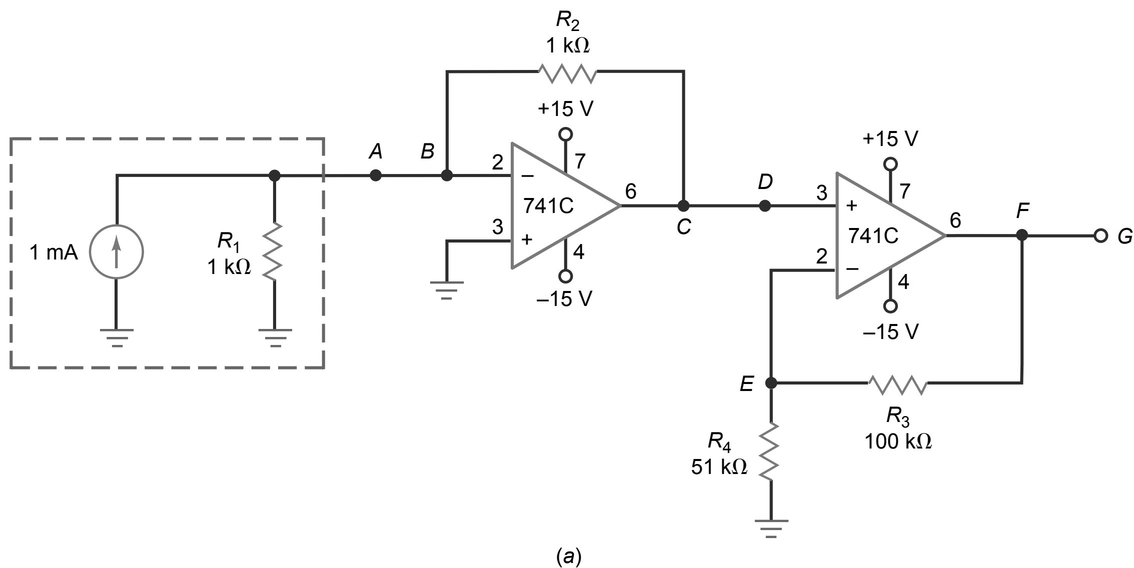
Utilice la Figura 19.26 para los restantes problemas. Cualquier resistencia desde R_2 hasta R_4 puede ser un circuito abierto o un cortocircuito. También el cableado de *AB*, *CD* o *FG* puede estar en circuito abierto.

19.35 Localizar las averías 1 a 3.

19.36 Localizar las averías 4 a 6.

19.37 Localizar las averías 7 a 9.

Figura 19.26



(*a*)

Detección de averías

Avería	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	V_G	R_4
OK	0	0	–1	–1	–1	–3	–3	OK
*T*1	0	0	–1	0	0	0	0	OK
*T*2	0	0	0	0	0	0	0	OK
*T*3	0	0	–1	–1	0	–13,5	–13,5	0
*T*4	0	0	–13,5	–13,5	–4,5	–13,5	–13,5	OK
*T*5	0	0	–1	–1	–1	–3	0	OK
*T*6	0	0	–1	–1	0	–13,5	–13,5	OK
*T*7	+1	–4,5	0	0	0	0	0	OK
*T*8	0	0	–1	–1	–1	–1	–1	OK
*T*9	0	0	–1	–1	–1	–1	–1	∞

(*b*)

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje el circuito equivalente de un VCVS con realimentación negativa. Escriba las ecuaciones de la ganancia de tensión en lazo cerrado, las impedancias de entrada y de salida y el ancho de banda.
2. Dibuje el circuito equivalente ICVS con realimentación negativa. ¿Cómo está relacionado con el amplificador inversor?
3. ¿Cuál es la diferencia entre el ancho de banda en lazo cerrado y el ancho de banda de potencia?
4. ¿Cuáles son los cuatro tipos de realimentación negativa? Describa brevemente cómo funciona cada circuito.
5. ¿Qué efecto tiene la realimentación negativa sobre el ancho de banda de un amplificador?

6. ¿La frecuencia de corte en lazo cerrado es mayor o menor que la frecuencia de corte en lazo abierto?
7. ¿Por qué cualquier circuito utiliza realimentación negativa?
8. ¿Qué efecto tiene la realimentación positiva en un amplificador?
9. ¿Qué es la atenuación de realimentación (también denominada *factor de atenuación de realimentación*)?
10. ¿Qué es la realimentación negativa y por qué se utiliza?
11. ¿Por qué se proporciona realimentación negativa a una etapa de amplificador cuando lo que hace realmente es reducir la ganancia de tensión total?
12. ¿Qué tipo de amplificadores son el BJT y el FET?

Respuestas al autotest

1. b
2. d
3. a
4. a
5. a
6. c
7. b
8. b
9. b
10. b
11. d
12. b
13. b
14. b
15. b
16. d
17. c
18. b
19. c
20. b
21. c
22. d
23. d
24. b
25. a
26. b
27. d
28. a

Respuestas a los problemas prácticos

19.1 $B = 0{,}020$; $A_{V(\text{ideal})} = 50$;
% error = 0.05%; $A_{V(\text{exacta})} = 49{,}975$

19.2 $z_{\text{in}(CL)} = 191\ \text{M}\Omega$

19.3 $z_{\text{out}(CL)} = 0{,}015\ \Omega$

19.4 $THD_{(CL)} = 0{,}004\%$

19.5 $v_{\text{out}} = 2\ \text{V}_{\text{pp}}$

19.6 $z_{\text{in}(CL)} = 0{,}025\ \Omega$;
$z_{\text{out}(CL)} = 0{,}000375\ \Omega$

19.7 $i_{\text{out}} = 3$ A rms; $P_L = 18$ W

19.8 $i_{\text{out}} = 2$ A rms; $P_L = 4$ W

19.9 $f_{2(CL)} = 100$ kHz

19.10 $f_{2(CL)} = 8$ kHz

19.11 $f_{2(CL)} = 10$ Hz

19.12 $f_{2(CL)} = 125$ kHz

19.13 $f_{2(CL)} = 10$ kHz; $V_{p(\text{máx})} = 7{,}96$ Hz

Capítulo 20

Circuitos lineales con amplificador operacional

La salida de un **circuito lineal con amplificador operacional** tiene la misma forma que la señal de entrada. Si la entrada es sinusoidal, la salida es sinusoidal. El amplificador operacional no entra en saturación en ningún instante a lo largo del ciclo. Este capítulo expone una serie de circuitos lineales con amplificador operacional, entre los que se incluyen amplificadores inversores, amplificadores no inversores, amplificadores diferenciales, amplificadores de instrumentación, intensificadores de corriente, fuentes de corriente controladas y circuitos de control automático de ganancia.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Describir varias aplicaciones de los amplificadores inversores.
- Describir varias aplicaciones de los amplificadores no inversores.
- Calcular la ganancia de tensión de los amplificadores inversor y no inversor.
- Explicar el funcionamiento y las características de los amplificadores diferenciales y de instrumentación.
- Calcular la tensión de salida de los convertidores D/A en escalera R/2R y con ponderación binaria.
- Describir los circuitos intensificadores de corriente y las fuentes de corriente controladas por tensión.
- Dibujar un circuito que muestre cómo puede funcionar un amplificador operacional con una sola fuente de alimentación.

Contenido del capítulo

Vocabulario

amplificador de instrumentación
amplificador diferencial
cambiador de signo
amplificador operacional con excursión máxima
carga flotante
circuito lineal con amplificador operacional
circuito silenciador
control automático de ganancia (CAG)
convertidor digital-analógico (D/A)
convertidor D/A en escalera R/2R
corte con láser
excitación de guarda
ganancia de tensión diferencial
intensificador de corriente
promediador
referencia de tensión
separador
tensión de entrada diferencial
termistor
transductor de entrada
transductor de salida

20.1 Circuitos con amplificador inversor

En este capítulo y los siguientes vamos a abordar muchos tipos diferentes de circuitos con amplificador operacional. En lugar de proporcionar un resumen completo mostrando todos los circuitos, proporcionaremos recuadros de resumen en los se expondrán las fórmulas importantes que permitan comprender los circuitos.También, donde sea necesario, la resistencia de realimentación, R_f, se etiquetará como R, R_2, u otras designaciones.

El amplificador inversor es uno de los circuitos más básicos. En los Capítulos 18 y 19 se ha explicado el prototipo de este amplificador. Una de las ventajas de este amplificador es que la ganancia de tensión es igual a la relación entre la resistencia de realimentación y la resistencia de entrada. Veamos ahora algunas aplicaciones.

Sonda de alta impedancia

La Figura 20.1 muestra una sonda de alta impedancia que se puede utilizar con un multímetro digital. A causa de la tierra virtual de la primera etapa, la sonda presenta una impedancia de entrada de 100 MΩ a bajas frecuencias. La primera etapa es un amplificador inversor con una ganancia de tensión de 0,1. La segunda etapa es un amplificador inversor con una ganancia de tensión de 1 o 10.

El circuito de la Figura 20.1 nos proporciona la idea básica de una sonda 10:1. Presenta una impedancia de entrada muy alta y una ganancia de tensión total de 0,1 o 1. En la posición X10 del conmutador, la señal de salida se atenúa por un factor de 10. En la posición X1, no se produce atenuación en la señal de salida. El circuito básico que se muestra aquí puede mejorarse añadiendo más componentes para aumentar el ancho de banda.

Amplificador de alterna acoplado

En algunas aplicaciones, no se necesita una respuesta que llegue hasta la frecuencia cero, ya que sólo se emplean señales de alterna para excitar la entrada. La Figura 20.2 muestra un amplificador de alterna acoplado y sus ecuaciones. La ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{-R_f}{R_1}$$

Para los valores dados en la Figura 20.2, la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{-100\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = -10$$

Si f_{unidad} es 1 MHz, el ancho de banda es:

$$f_{2(CL)} = \frac{1\ \text{MHz}}{10 + 1} = 90{,}9\ \text{kHz}$$

Figura 20.1 Sonda de alta impedancia.

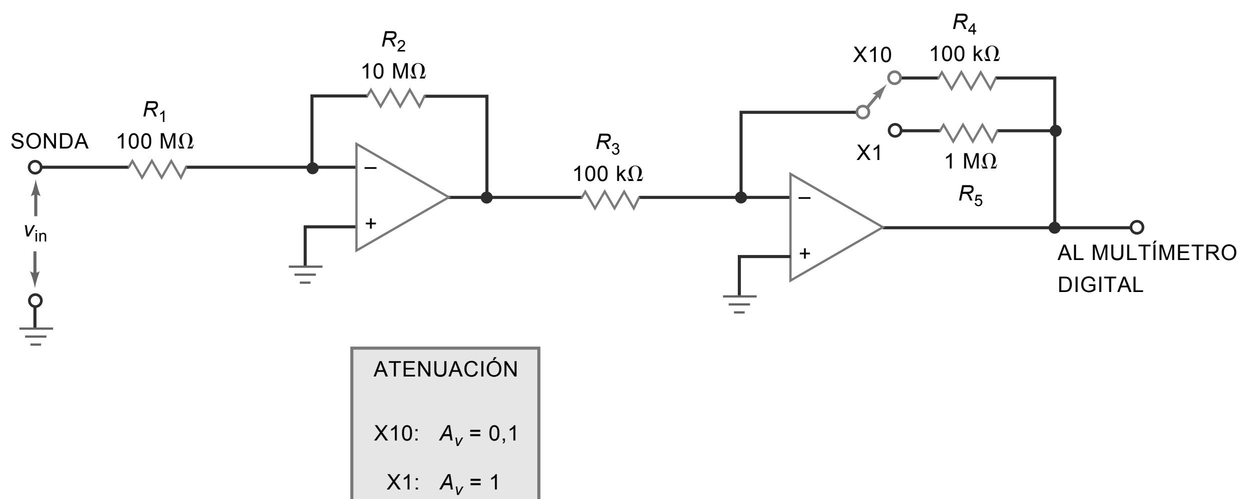
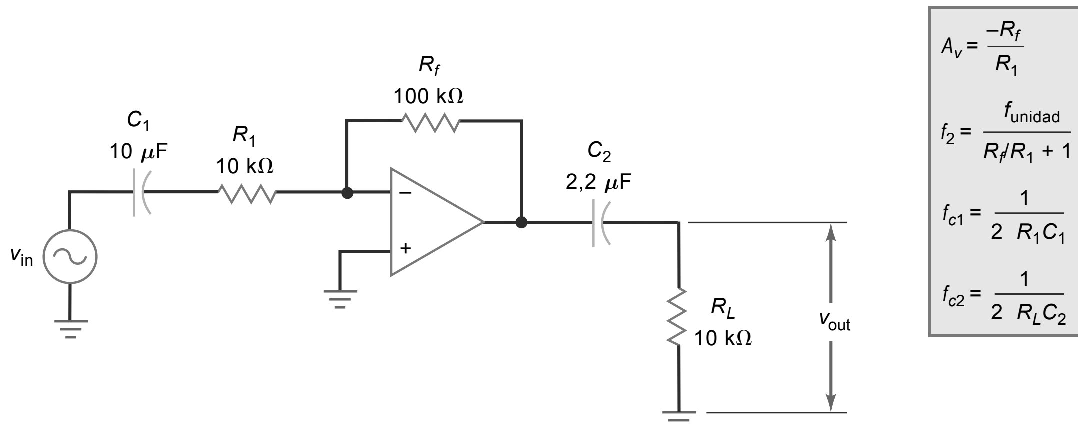


Figura 20.2 Amplificador inversor de alterna .



El condensador de acoplo de entrada C_1 y la resistencia de entrada R_1 producen la frecuencia de corte inferior f_{c1}. Para los valores dados, tenemos:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(10\text{ k}\Omega)(10\ \mu\text{F})} = 1{,}59\text{ Hz}$$

Del mismo modo, el condensador de acoplo de salida C_2 y la resistencia de carga R_L producen la frecuencia de corte f_{c2}:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(10\text{ k}\Omega)(2{,}2\ \mu\text{F})} = 7{,}23\text{ Hz}$$

Circuito con ancho de banda ajustable

En ocasiones, nos gustaría poder variar el ancho de banda en lazo cerrado de un amplificador de tensión inversor sin tener que variar la ganancia de tensión en lazo cerrado. La Figura 20.3 muestra una forma de hacer esto. Cuando se varía R, el ancho de banda variará pero la ganancia de tensión permanecerá constante.

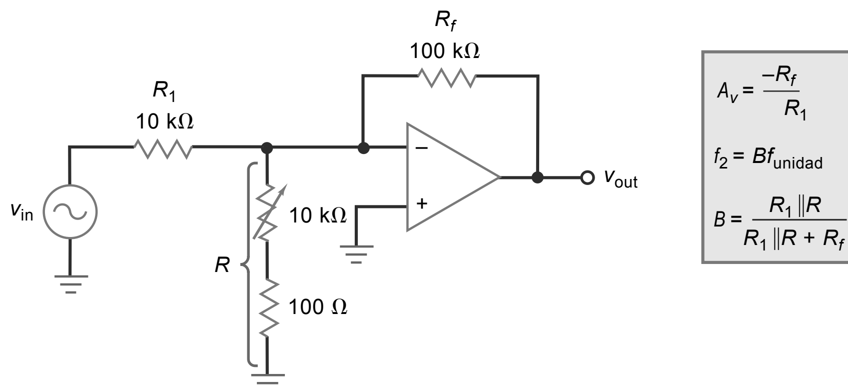
Con las ecuaciones y valores proporcionados en la Figura 20.3, la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{-100\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} = -10$$

La fracción de realimentación mínima es:

$$B_{\text{mín}} \cong \frac{10\text{ k}\Omega \parallel 100\ \Omega}{100\text{ k}\Omega} \cong 0{,}001$$

Figura 20.3 Circuito con ancho de banda ajustable.



La fracción de realimentación máxima es:

$$B_{\text{máx}} \cong \frac{10\text{ k}\Omega \parallel 10{,}1\text{ k}\Omega}{100\text{ k}\Omega} \cong 0{,}05$$

Si $f_{\text{unidad}} = 1$ MHz, los anchos de banda mínimo y máximo son:

$$f_{2(CL)\text{mín}} = (0{,}001)(1\text{ MHz}) = 1\text{ kHz}$$

$$f_{2(CL)\text{máx}} = (0{,}05)(1\text{ MHz}) = 50\text{ kHz}$$

En resumen, cuando R varía entre 100 Ω y 10 kΩ, la ganancia de tensión permanece constante pero el ancho de banda varía entre 1 y 50 kHz.

20.2 Circuitos con amplificador no inversor

El amplificador no inversor es otro de los circuitos básicos con amplificador operacional. Entre las ventajas de éste se incluyen la ganancia de tensión estable, la alta impedancia de entrada y la baja impedancia de salida. Veamos algunas aplicaciones.

Amplificador de alterna acoplado

La Figura 20.4 muestra un amplificador de alterna acoplado no inversor y sus ecuaciones para el análisis. C_1 y C_2 son condensadores de acoplo. C_3 es un condensador de desacoplo. Utilizar un condensador de desacoplo tiene la ventaja de que minimizar la tensión de*offset* de salida. Veamos por qué. Cuando el amplificador trabaja en la banda de frecuencias medias, el condensador de desacoplo presenta una impedancia muy baja. Por tanto, el terminal inferior de R_1 está a tierra de alterna. En la banda de frecuencias medias, la fracción de realimentación es:

$$\boldsymbol{B = \frac{R_1}{R_1 + R_f}} \qquad \textbf{(20.1)}$$

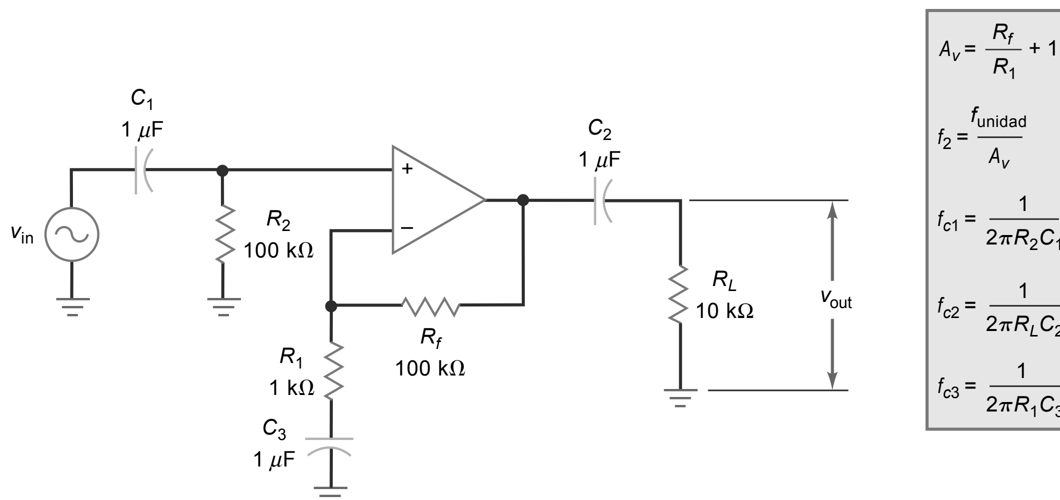
En este caso, el circuito amplifica la tensión de entrada como se ha descrito anteriormente.

Cuando la frecuencia es cero, el condensador de desacoplo C_3 es un circuito abierto y la fracción de realimentación B aumenta hasta el valor unidad, ya que:

$$B = \frac{\infty}{\infty + 1} = 1$$

Esta ecuación es válida si definimos ∞ como un valor extremadamente grande, que es el valor de la impedancia a la frecuencia cero. Con B igual a 1, la ganancia de tensión en lazo cerrado es igual a la unidad. Esto reduce la tensión de *offset* de salida a un valor mínimo.

Figura 20.4 Amplificador no inversor de alterna



Con los valores dados en la Figura 20.4, podemos calcular la ganancia de tensión en la banda media de frecuencias como sigue:

$$A_v = \frac{100\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1 = 101$$

Si f_{unidad} es 15 MHz, el ancho de banda es:

$$f_{2(CL)} = \frac{15\ \text{MHz}}{101} = 149\ \text{kHz}$$

El condensador de acoplo de entrada produce una frecuencia de corte de:

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(100\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 1{,}59\ \text{Hz}$$

De forma similar, el condensador de acoplo de salida, C_2 y la resistencia de carga R_L producen una frecuencia de corte f_{c2}:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(10\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 15{,}9\ \text{Hz}$$

El condensador de desacoplo produce una frecuencia de corte de:

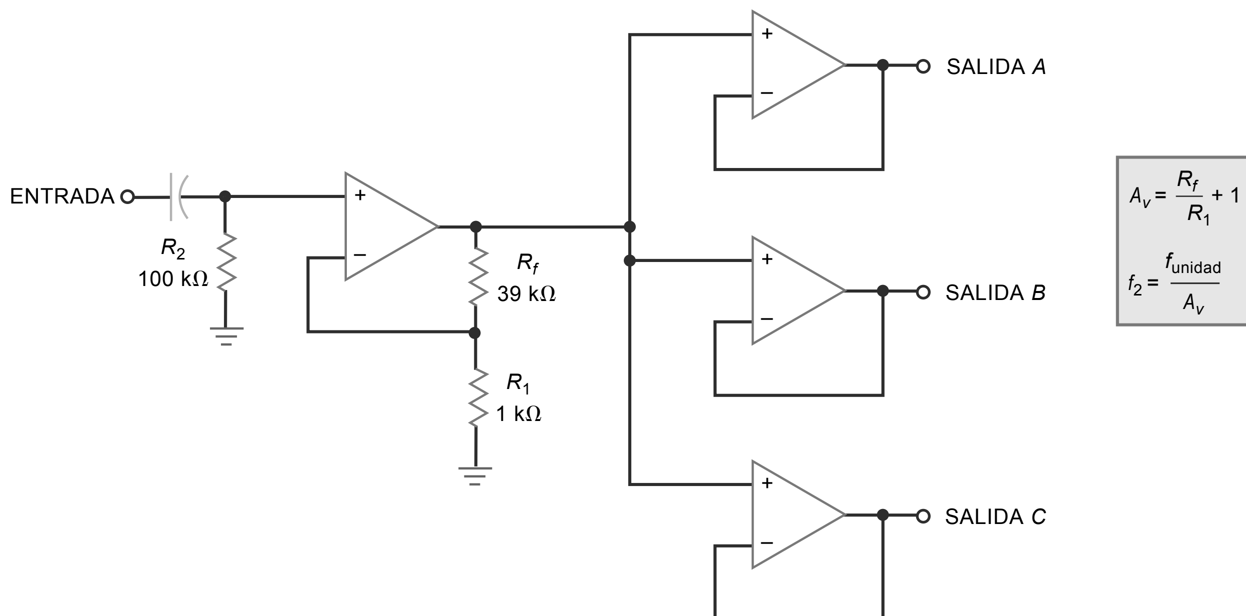
$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(1\ \mu\text{F})} = 159\ \text{Hz}$$

Amplificador distribuidor de audio

La Figura 20.5 muestra un amplificador de alterna acoplado no inversor que excita a tres seguidores de tensión. Ésta es una forma de distribuir una señal de audio a varias salidas distintas. La ganancia de tensión en lazo cerrado y el ancho de banda de la primera etapa quedan determinados por las familiares ecuaciones indicadas en la Figura 20.5. Para los valores indicados, la ganancia de tensión en lazo cerrado es 40. Si f_{unidad} es 1 MHz, el ancho de banda en lazo cerrado es de 25 kHz.

En ocasiones, es conveniente utilizar un amplificador operacional como el LM348 en un circuito del tipo del de la Figura 20.5, ya que el LM348 es un 741 cuádruple (cuatro amplificadores 741 en un encapsulado de 14 pines). Uno de los amplificadores operacionales puede ser la primera etapa y los otros tres pueden ser los seguidores de tensión.

Figura 20.5 Amplificador distribuidor.



Ganancia de tensión controlada por un JFET de conmutación

Algunas aplicaciones requieren variar la ganancia de tensión en lazo cerrado. La Figura 20.6 muestra un amplificador no inversor cuya ganancia de tensión está controlada por un JFETque se comporta como un conmutador. La tensión de entrada del JFET es una tensión de dos estados, cero o $V_{GS(\text{off})}$. Cuando la tensión de control es un nivel bajo es igual a $V_{GS(\text{off})}$ y el JFET se abre. En este caso, R_2 no está conectada a tierra y la ganancia de tensión está dada por la ecuación habitual de un amplificador no inversor (la primera ecuación indicada en la Figura 20.6).

Cuando la tensión de control es un nivel alto, es igual a 0 V y el conmutador JFET se cierra. Esto hace que R_2 esté en paralelo con R_1, y la ganancia de tensión en lazo cerrado disminuye hasta:

$$A_v = \frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} + 1 \qquad \textbf{(20.2)}$$

En la mayor parte de los diseños, se hace que R_2 sea mucho mayor que $r_{ds(\text{on})}$ con el fin de impedir que la resistencia del JFET afecte a la ganancia de tensión en lazo cerrado. En ocasiones, podrá ver varias resistencias y conmutadores JFET en paralelo con R_1 para proporcionar una selección de ganancias de tensión diferentes.

Referencia de tensión

El MC1403 es un CI de función especial denominado **referencia de tensión**, un circuito que produce un valor extremadamente preciso y estable de la tensión de salida. Para cualquier tensión de alimentación positiva comprendida entre 4,5 y 40 V, produce una tensión de salida de 2,5 V con una tolerancia del ±1 por ciento. El coeficiente de temperatura es sólo de 10 ppm/°C. La abreviatura *ppm* quiere decir "partes por millón" (1 ppm es equivalente a 0,0001 por ciento). Por tanto, 10 ppm/°C produce una variación de sólo 2,5 mV para una variación de 100°C de la temperatura (10 × 0,0001 por ciento × 100 × 2,5 V). Lo importante es que la tensión de salida es ultra estable e igual a 2,5 V en un amplio rango de temperaturas.

El único problema es que 2,5 V puede resultar ser una referencia de tensión demasiado baja para muchas aplicaciones. Por ejemplo, supongamos que necesitamos una referencia de tensión de 10 V. Una solución consistiría en utilizar un MC1403 y un amplificador no inversor, como se muestra en la Figura 20.7. Con los valores de circuito indicados, la ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{30\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} + 1 = 4$$

y la tensión de salida es:

$$V_{\text{out}} = 4(2{,}5\ \text{V}) = 10\ \text{V}$$

Dado que la ganancia de tensión en lazo cerrado del amplificador no inversor es de sólo 4, la tensión de salida será una referencia de tensión estable de 10 V.

Figura 20.6 El conmutador JFET controla la ganancia de tensión.

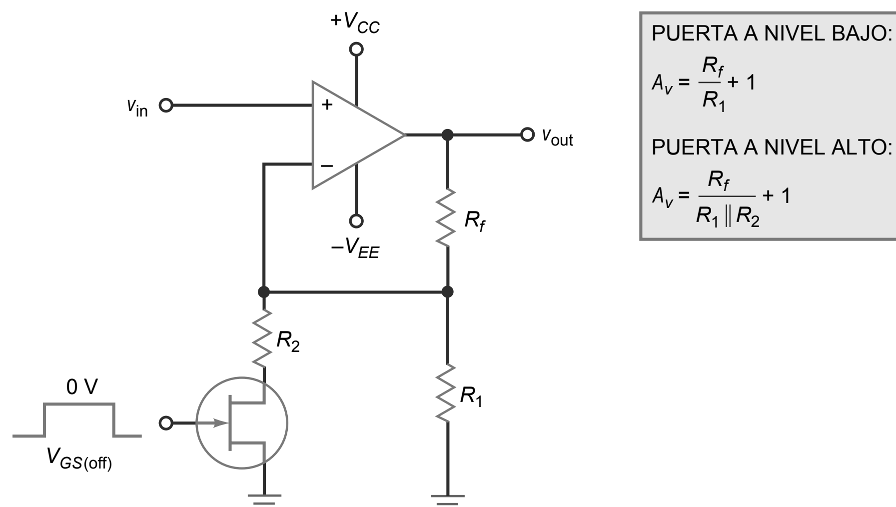
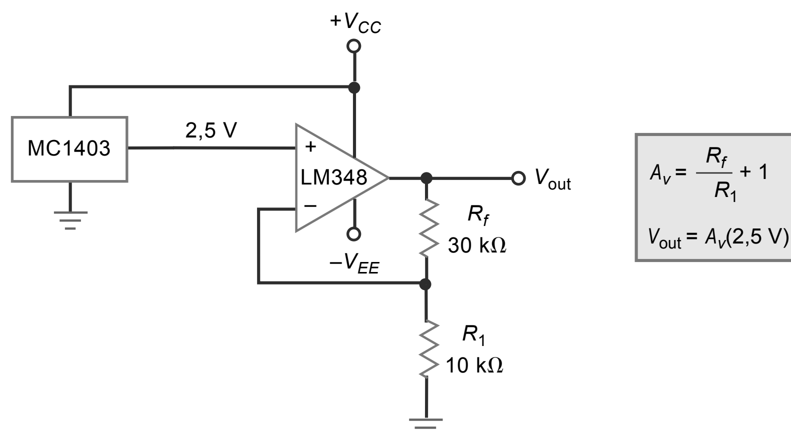


Figura 20.7 Referencia de tensión.



Ejemplo 20.1

Una aplicación del circuito de la Figura 20.6 es el **circuito silenciador**. Este tipo de circuito se utiliza en los receptores de comunicaciones para reducir la fatiga del oyente, proporcionando una ganancia de tensión baja cuando no se recibe señal. De este modo, el usuario no escucha ruido de fondo cuando no hay señal de comunicación. Cuando llega una señal, la ganancia de tensión pasa a ser alta.

Si $R_1 = 100\ \text{k}\Omega$, $R_f = 100\ \text{k}\Omega$ y $R_2 = 1\ \text{k}\Omega$ en el circuito de la Figura 20.6, ¿cuál es la ganancia de tensión cuando el JFET está activado? ¿Cuál es la ganancia de tensión cuando el JFET no está activado? Explique cómo puede utilizarse el circuito como parte de un circuito silenciador.

SOLUCIÓN Aplicando la ecuaciones dadas en la Figura 20.6, la ganancia de tensión máxima es:

$$A_v = \frac{100\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega} + 1 = 102$$

La ganancia de tensión mínima es:

$$A_v = \frac{100\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega} + 1 = 2$$

Cuando se recibe una señal de comunicación, podemos utilizar un detector de pico y otros circuitos para generar una tensión de puerta alta para el JFET de la Figura 20.6, que produce una ganancia de tensión máxima mientras que llega señal. Por el contrario, cuando no se recibe señal, la salida del detector de pico es un nivel bajo y el JFET se corta, produciendo una ganancia de tensión mínima.

20.3 Circuitos inversor y no inversor

En esta sección, vamos a ocuparnos de circuitos en los que la señal de entrada excita simultáneamente las dos entradas del amplificador operacional. Si se aplica una señal de entrada a ambas entradas, obtenemos a un mismo tiempo amplificación de la entrada inversora y de la no inversora, lo que da lugar a unos resultados muy interesantes porque la salida es la superposición de dos señales amplificadas.

La ganancia de tensión total con una señal de entrada que excita ambas partes del amplificador operacional es igual a la ganancia de tensión del canal inversor más la ganancia de tensión del canal no inversor:

$$A_v = A_{v\,(inv)} + A_{v\,(no)} \tag{20.3}$$

Utilizaremos esta ecuación para analizar los circuitos de esta sección.

Circuito inversor/no inversor conmutable

La Figura 20.8 muestra un amplificador operacional que puede operar bien como un circuito inversor bien como un circuito no inversor. Cuando el interruptor se encuentra en la posición inferior, la entrada no inversora está puesta a tierra y el circuito se comporta como un amplificador inversor. Como las resistencias de realimentación y de entrada son iguales, el amplificador inversor tiene una ganancia de tensión en lazo cerrado de:

$$A_v = \frac{-R}{R} = -1$$

Cuando el interruptor se mueve a la posición superior, la señal de entrada excita simultáneamente las dos entradas, la inversora y la no inversora. La ganancia de tensión del canal inversor continúa siendo:

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

La ganancia de tensión del canal no inversor es igual a:

$$A_{v(\text{no})} = \frac{R}{R} + 1 = 2$$

La ganancia de tensión total es la superposición o suma algebraica de las dos ganancias:

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{no})} = -1 + 2 = 1$$

Se trata de un circuito inversor/no inversor conmutable, con una ganancia de tensión de 1 o -1, dependiendo de la posición del interruptor. En otras palabras, el circuito produce una tensión de salida que tiene el mismo módulo que la tensión de entrada, pero cuya fase puede conmutar entre 0° y $-180°$.

Inversor conmutable controlado por JFET

La Figura 20.9 es una modificación de la Figura 20.8. El JFET se comporta como una resistencia controlada por tensión r_{ds}, lo que se ha abordado en la Sección 13.9. El JFET presenta una resistencia muy baja o muy alta, dependiendo de la tensión de puerta.

Cuando la tensión de puerta es un nivel bajo, es igual a $V_{GS(\text{off})}$ y el JFET se comporta como un circuito abierto. Por tanto, la señal de entrada excita ambas entradas. En este caso:

$$A_{v(\text{no})} = 2$$

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

y

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{no})} = 1$$

El circuito se comporta como un amplificador de tensión no inversor con una ganancia de tensión en lazo cerrado de 1.

Cuando la tensión de puerta es un nivel alto, es igual a 0 V y el JFET presenta una resistencia muy baja. Por tanto, la entrada no inversora está prácticamente puesta a tierra. En este caso, el circuito se comporta como un amplificador de tensión inversor con una ganancia de tensión en lazo cerrado de -1. Para que el funcionamiento sea el apropiado, R debe ser al menos 100 veces más grande que la r_{ds} del JFET.

En resumen, el circuito tiene una ganancia de tensión que puede ser 1 o -1, dependiendo de si la tensión de control del JFET es un nivel bajo o un nivel alto.

Figura 20.8 Ganancia de tensión reversible.

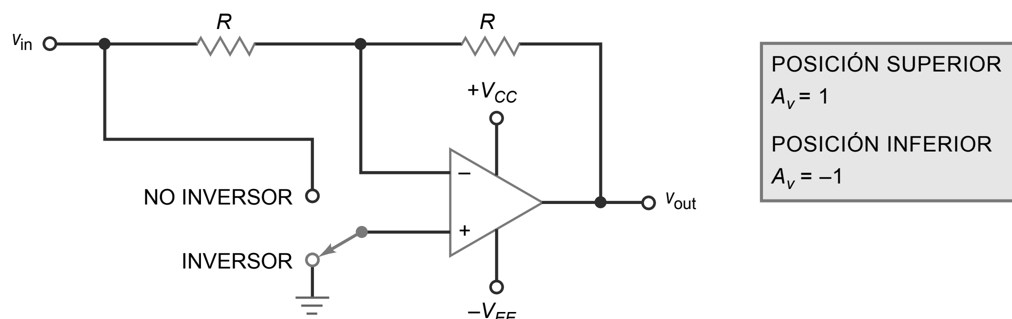


Figura 20.9 Ganancia reversible controlada por JFET.

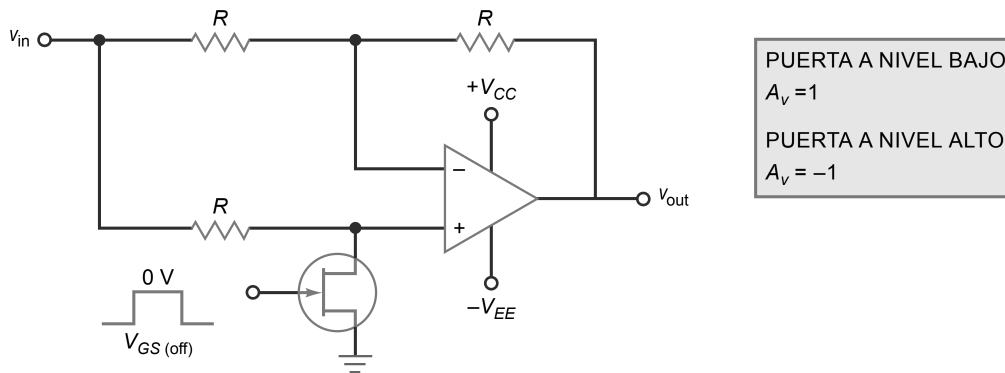
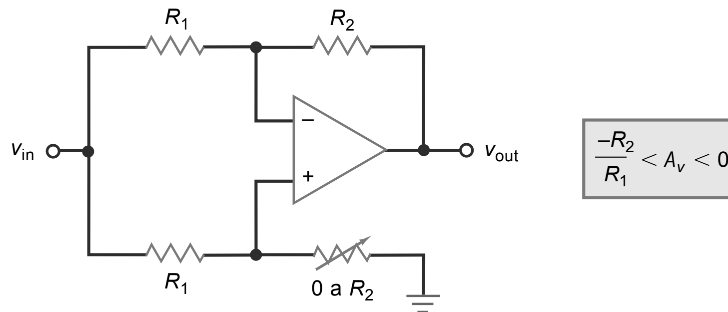


Figura 20.10 Inversor con ganancia ajustable.



Inversor con ganancia ajustable

Cuando la resistencia variable del circuito de la Figura 20.10 es cero, la entrada no inversora está puesta a tierra y el circuito se convierte en un amplificador inversor con una ganancia de tensión de $-R_2/R_1$. Cuando la resistencia variable se incrementa a R_2, dos tensiones iguales excitan las entradas inversora y no inversora del amplificador operacional (entrada en modo común). Teniendo en cuenta el rechazo en modo común, la tensión de salida es aproximadamente igual a cero. Por tanto, el circuito de la Figura 20.10 tiene una ganancia de tensión que varía continuamente de $-R_2/R_1$ a 0.

Cambiador de signo

El circuito de la Figura 20.11 es un **cambiador de signo**, un circuito algo inusual porque su ganancia de tensión puede variar de -1 a 1. Su teoría de funcionamiento es la siguiente: cuando el cursor de la resistencia variable está situado completamente a la derecha, la entrada no inversora queda conectada a tierra y el circuito presenta una ganancia de tensión de:

$$A_v = -1$$

Cuando el cursor se coloca totalmente a la izquierda, la señal de entrada excita la entrada no inversora así como la entrada inversora. En este caso, la ganancia de tensión total es la superposición de las ganancias de tensión inversora y no inversora:

$$A_{v(\text{no})} = 2$$

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{no})} = 1$$

En resumen, cuando el cursor de la resistencia variable se desplaza de derecha a izquierda, la ganancia de tensión varía de forma continua desde -1 hasta 1. En el punto central, una señal en modo común excita el amplificador operacional y la salida idealmente es igual a cero.

Figura 20.11 Ganancia reversible y ajustable de ±1.

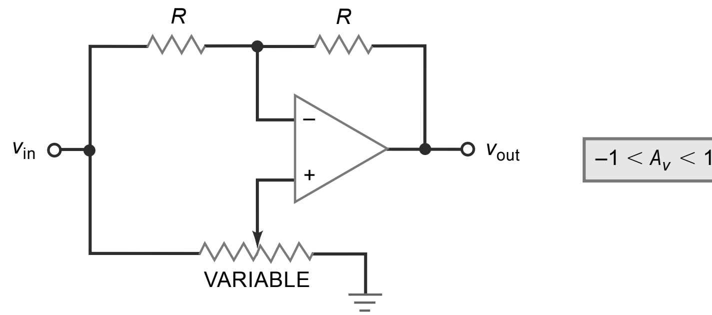
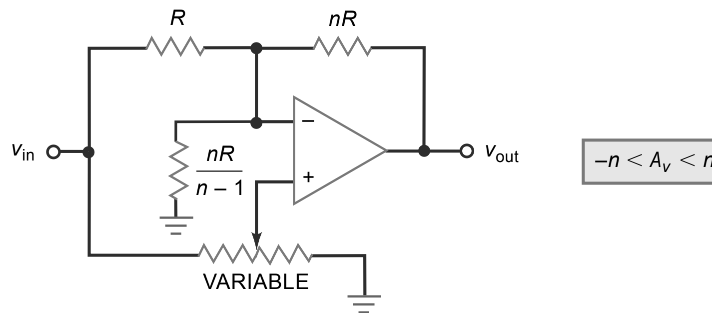


Figura 20.12 Ganancia reversible y ajustable de ±*n*.



Ganancia ajustable y reversible

La Figura 20.12 muestra otro circuito poco usual. Este circuito nos permite ajustar la ganancia de tensión entre $-n$ y n. La teoría de funcionamiento es similar a la del cambiador de signo. Cuando el cursor de la resistencia variable está situado totalmente a la derecha, la entrada no inversora se conecta a tierra y el circuito se comporta como un amplificador inversor con una ganancia de tensión en lazo cerrado igual a:

$$A_v = \frac{-nR}{R} = -n$$

Cuando el cursor está colocado totalmente a la izquierda, podemos demostrar que:

$$A_{v(\text{inv})} = -n$$

$$A_{v(\text{no})} = 2n$$

$$A_v = A_{v(\text{no})} + A_{v(\text{inv})} = n$$

Estos resultados pueden obtenerse aplicando el teorema de Thevenin al circuito y simplificando mediante álgebra.

Los circuitos como los mostrados en las Figuras 20.11 y 20.12 no son muy habituales porque no tienen contrapartidas sencillas con componentes discretos. Sin embargo, son buenos ejemplos de circuitos que sería difícil implementar con componentes discretos pero muy fáciles de obtener con amplificadores operacionales.

Circuito desfasador

La Figura 20.13 muestra un circuito que idealmente puede producir un desplazamiento de fase de 0° a −180°. El canal no inversor tiene un circuito de retardo *RC* y el canal inversor tiene dos resistencias iguales de valor R'. Por tanto, la ganancia de tensión del canal inversor siempre es igual a la unidad. Pero la ganancia de tensión del canal no inversor depende de la frecuencia de corte del circuito de retardo *RC*.

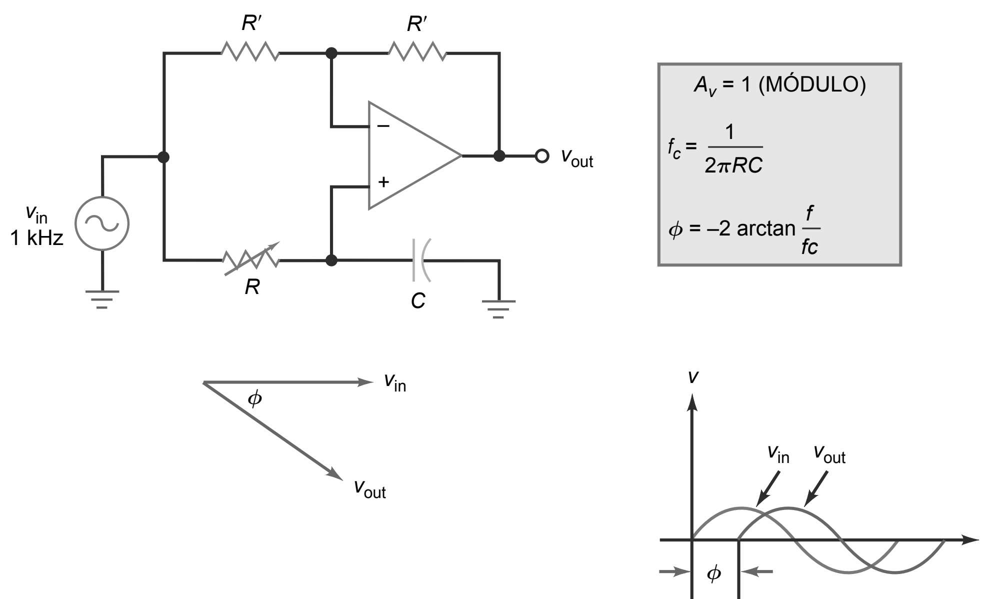
Cuando la frecuencia de entrada en mucho menor que las frecuencia de corte ($f \ll f_c$), el condensador se comporta como un circuito abierto y:

$$A_{v(\text{no})} = 2$$

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

$$A_v = A_{v(\text{non})} + A_{v(\text{inv})} = 1$$

Figura 20.13 Circuito desfasador.



Esto quiere decir que la señal de salida tiene el mismo módulo que la señal de entrada y el desfase es de 0°, para frecuencias por debajo de la frecuencia de corte de la red de retardo.

Cuando la frecuencia de entrada es mucho mayor que la frecuencia de corte ($f \gg f_c$), el condensador se comporta como un cortocircuito. En este caso, el canal no inversor tiene una ganancia de tensión igual a cero. Por tanto, la ganancia total es igual a la ganancia del canal no inversor, que es -1, lo que equivale a un desfase de $-180°$.

Para calcular el desfase entre los dos puntos extremos, necesitamos calcular la frecuencia de corte utilizando la ecuación proporcionada en la Figura 20.13. Por ejemplo, si $C = 0{,}022\ \mu$F y la resistencia variable de la Figura 20.13 se fija en 1 kΩ, la frecuencia de corte será:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(0{,}022\ \mu\text{F})} = 7{,}23\ \text{kHz}$$

Para una frecuencia de la fuente de 1 kHz, el desplazamiento de fase es:

$$\phi = -2\ \text{arctan}\,\frac{1\ \text{kHz}}{7{,}23\ \text{kHz}} = -15{,}7°$$

Si se aumenta el valor de la resistencia variable a 10 kΩ, la frecuencia de corte disminuye a 723 Hz y el desfase aumenta a:

$$\phi = -2\ \text{arctan}\,\frac{1\ \text{kHz}}{723\ \text{Hz}} = -108°$$

Si se aumenta el valor de la resistencia variable a 100 kΩ, la frecuencia de corte disminuye a 72,3 Hz y el desfase aumenta a:

$$\phi = -2\ \text{arctan}\,\frac{1\ \text{kHz}}{72{,}3\ \text{Hz}} = -172°$$

En resumen, un circuito desfasador produce una tensión de salida que tiene el mismo módulo que la tensión de entrada, pero un ángulo de fase que puede variar continuamente entre 0° y $-180°$.

Ejemplo 20.2

Si necesitamos variar la amplitud de una señal desfasada, podemos utilizar un circuito como el de la Figura 20.10. Si $R_1 = 1{,}2$ kΩ y $R_2 = 91$ kΩ, ¿cuáles son los valores máximo y mínimo de la ganancia de tensión?

SOLUCIÓN Aplicando la ecuación dada en la Figura 20.10, obtenemos la ganancia de tensión máxima:

$$A_v = \frac{-91 \text{ k}\Omega}{1,2 \text{ k}\Omega} = -75,8$$

La ganancia de tensión mínima es igual a cero.

PROBLEMA PRÁCTICO 20.2 En el Ejemplo 20.2, ¿a qué valor debería cambiarse la resistencia R_2 para obtener una ganancia máxima de -50?

Ejemplo 20.3

Si $R = 1,5$ kΩ y $nR = 7,5$ kΩ en el circuito de la Figura 20.12, ¿Cuál es la máxima ganancia de tensión positiva? ¿Cuál es el valor de la otra resistencia fija?

SOLUCIÓN El valor de n es:

$$n = \frac{7,5 \Omega}{1,5 \text{ k}\Omega} = 5$$

La máxima ganancia de tensión positiva es igual a 5. El valor de la otra resistencia fija es:

$$\frac{nR}{n-1} = \frac{5(1,5 \text{ k}\Omega)}{5-1} = 1,875 \text{ k}\Omega$$

Con un circuito como éste, tenemos que utilizar una resistencia de precisión para obtener un valor no estándar como 1,875 kΩ.

PROBLEMA PRÁCTICO 20.3 En el circuito de la Figura 20.12, si $R = 1$ kΩ, ¿cuál será la máxima ganancia de tensión positiva y el valor de la otra resistencia fija?

20.4 Amplificadores diferenciales

En esta sección se explica cómo construir un **amplificador diferencial** utilizando un amplificador operacional. Una de las características más importantes de un amplificador diferencial es su CMRR, porque la señal de entrada típica es una tensión diferencial pequeña y una tensión en modo común grande.

El amplificador diferencial básico

La Figura 20.14 muestra un amplificador operacional conectado como un amplificador diferencial. La resistencia R_1' tiene el mismo valor nominal que R_1 pero puede diferir ligeramente a causa de las tolerancias. Por ejemplo, si las resistencias tienen un valor de 1 kΩ ± 1 por ciento, R_1 puede ser tan grande como 1010 Ω y R_1' puede ser tan pequeña como 990 Ω, y viceversa. De forma similar, R_2 y R_2' nominalmente son iguales pero pueden diferir ligeramente a causa de las tolerancias.

En el circuito de la Figura 20.14, la tensión de entrada deseada v_{in} se denomina **tensión de entrada diferencial** para diferenciarla de la tensión de entrada en modo común $v_{in(CM)}$. Un circuito como el de la Figura 20.14 amplifica la tensión de entrada diferencial v_{in} para proporcionar una tensión de salida v_{out}. Aplicando el teorema de superposición, podemos demostrar que:

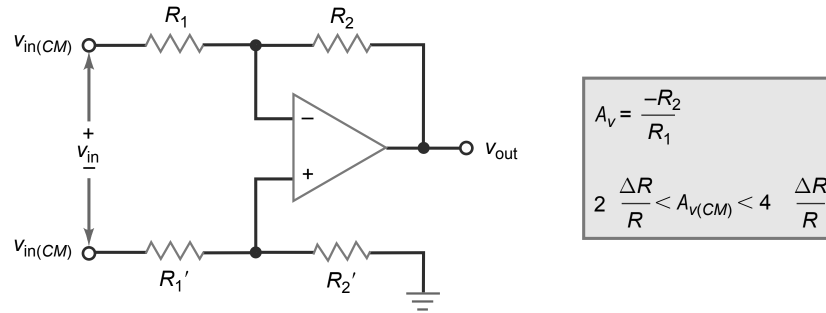
$$v_{out} = A_v v_{in}$$

donde

INFORMACIÓN ÚTIL

Los amplificadores diferenciales básicos mostrados en las Figuras 20.14 hasta 20.20 se utilizan con frecuencia en los campos de la biomedicina y la electromecánica.

Figura 20.14 Amplificador diferencial



$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \quad (20.4)$$

Esta ganancia de tensión se denomina **ganancia de tensión diferencial** para diferenciarla de la ganancia de tensión en modo común $A_{v(CM)}$. Utilizando resistencias de precisión, podemos construir un amplificador diferencial con una ganancia de tensión precisa.

A menudo, el amplificador diferencial se utiliza en aplicaciones en las que la señal de entrada diferencial v_{in} es una tensión continua pequeña (del orden de los milivoltios) y la señal de entrada en modo común es una tensión continua grande (del orden de voltios). Como resultado, el CMRR del circuito se convierte en un parámetro crítico. Por ejemplo, si la señal de entrada diferencial es 7,5 mV y la señal en modo común es 7,5 V, la señal de entrada diferencial es 60 dB menor que la señal de entrada en modo común. A menos que el circuito tenga un factor CMRR muy alto, la señal de salida en modo común será demasiado grande.

CMRR del amplificador operacional

En el circuito de la Figura 20.14, son dos los factores que determinan el CMRR total. En primer lugar, tenemos el CMRR del propio amplificador operacional. Para un 741C, el CMRR mínimo es igual a 70 dB para bajas frecuencias. Si la señal de entrada diferencial es 60 dB menor que la señal de entrada en modo común, la señal de salida diferencial será sólo 10 dB mayor que la señal de salida en modo común. Esto significa que la señal deseada será sólo 3,16 veces más grande que la señal no deseada. Por tanto, un 741C resultará inútil en una aplicación de este tipo.

La solución consiste en utilizar un amplificador operacional de precisión como el OP-07A, que tiene un CMRR mínimo de 110 dB. Esto mejora significativamente el funcionamiento. Si la señal de entrada diferencial es 60 dB más pequeña que la señal de entrada en modo común, la señal de salida diferencial será 50 dB más grande que la señal de salida en modo común. Este método sería adecuado si el CMRR del amplificador operacional fuera la única fuente de error.

CMRR de las resistencias externas

Existe una segunda fuente de error en modo común: la tolerancia de las resistencias empleadas en el circuito de la Figura 20.14. Cuando las resistencias están perfectamente adaptadas, tenemos:

$$R_1 = R_1'$$

$$R_2 = R_2'$$

En este caso, la tensión de entrada en modo común del circuito de la Figura 20.14 produce una tensión de cero en los terminales de entrada del amplificador operacional.

Por el contrario, cuando las resistencias tienen una tolerancia igual al ±1 por ciento, la tensión de entrada en modo común del circuito producirá una tensión de salida en modo común, ya que el que las resistencias no estén adaptadas genera una tensión de entrada diferencial en el amplificador operacional.

Como se ha explicado en la Sección 20.3, la ganancia de tensión total cuando una misma señal excita ambos lados del amplificador operacional está determinada por:

$$A_{v(CM)} = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{no})} \quad (20.5)$$

En el circuito de la Figura 20.14, la ganancia de tensión no inversora es:

$$A_{v(\text{inv})} = \frac{-R_2}{R_1} \tag{20.6}$$

y la ganancia de tensión no inversora es:

$$A_{v(\text{no})} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_2'}{R_1' + R_2'}\right) \tag{20.7}$$

donde el segundo factor indica la disminución de la señal de entrada no inversora debida al divisor de tensión que hay en la parte no inversora.

Aplicando las Ecuaciones (20.5) a (20.7), podemos deducir las siguientes útiles fórmulas:

$$A_{v(CM)} = \pm 2\,\frac{\Delta R}{R} \quad \text{para } R_1 = R_2 \tag{20.8}$$

$$A_{v(CM)} = \pm 4\,\frac{\Delta R}{R} \quad \text{para } R_1 \ll R_2 \tag{20.9}$$

o

$$\pm 2\,\frac{\Delta R}{R} < A_{v(CM)} < \pm 4\,\frac{\Delta R}{R} \tag{20.10}$$

En estas ecuaciones, $\Delta R/R$ es la tolerancia de las resistencias convertida al equivalente decimal.

Por ejemplo, si las resistencias tienen una tolerancia del ± 1 por ciento, la Ecuación (20.8) resulta:

$$A_{v(CM)} = \pm 2(1\%) = \pm 2(0{,}01) = \pm 0{,}02$$

Sustituyendo los valores en la Ecuación (20.9) tenemos:

$$A_{v(CM)} = \pm 4(1\%) = \pm 4(0{,}01) = \pm 0{,}04$$

La desigualdad (20.10) queda entonces como:

$$\pm 0{,}02 < A_{v(CM)} < \pm 0{,}04$$

Esto establece que la ganancia de tensión en modo común se encuentra entre $\pm 0{,}02$ y $\pm 0{,}04$. Si es necesario, podemos calcular el valor exacto de $A_{v(CM)}$ con las Ecuaciones (20.5) a (20.7).

Cálculo del CMRR

He aquí un ejemplo de cómo calcular el CMRR: en un circuito como el de la Figura 20.14, normalmente, se emplean resistencias con una tolerancia del $\pm 0{,}1$ por ciento. Si $R_1 = R_2$, la Ecuación (20.4) proporciona una ganancia de tensión diferencial de:

$$A_v = -1$$

y la Ecuación (20.8) proporciona una ganancia de tensión en modo común de:

$$A_{v(CM)} = \pm 2(0{,}1\%) = \pm 2(0{,}001) = \pm 0{,}002$$

El CMRR tiene un módulo igual a:

$$\text{CMRR} = \frac{|A_v|}{|A_{v(CM)}|} = \frac{1}{0{,}002} = 500$$

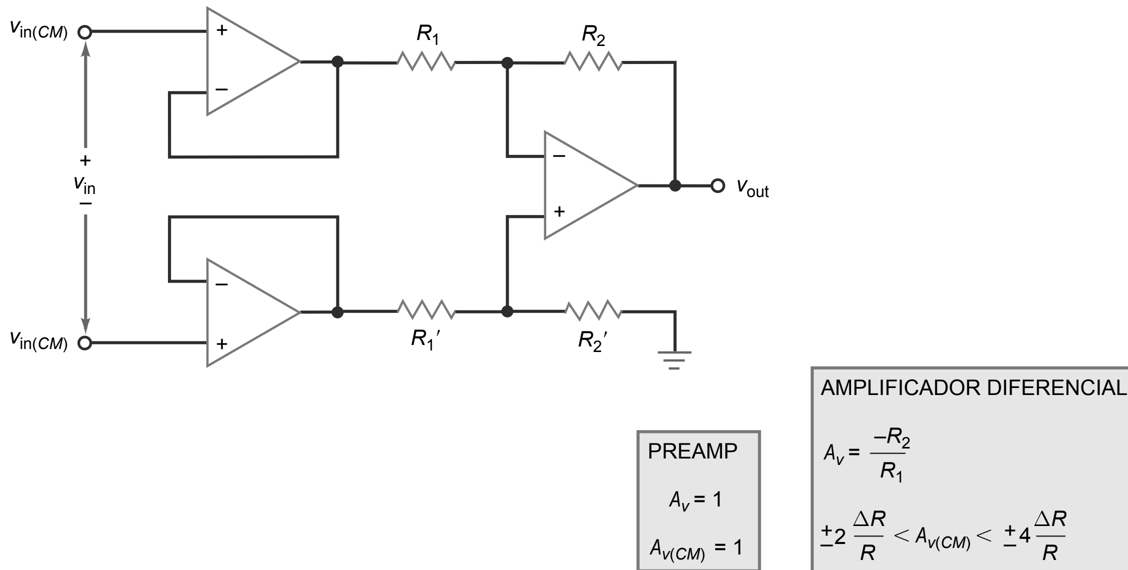
lo que es equivalente a 54 dB. (*Nota:* las barras verticales que encierran a A_v y $A_{v(CM)}$ indican el valor absoluto).

Entradas procedentes de una etapa separadora

Las resistencias de fuente que excitan al amplificador diferencial de la Figura 20.14 forman parte efectivamente de R_1 y R_1', lo que cambia la ganancia de tensión y puede degradar el CMRR. Éste es un serio inconveniente y la solución consiste en aumentar la impedancia de entrada del circuito.

La Figura 20.15 muestra una forma de hacer esto. La primera etapa (el preamplificador) consta de dos seguidores de emisor que **separan** (aíslan) las entradas, como se muestra en la Figura 20.15. De este modo, puede incrementarse la impedancia de entrada hasta unos 100 MΩ. La ganancia de tensión de la primera etapa es igual a la

Figura 20.15 Entrada diferencial con entradas procedentes de una etapa separadora.



unidad tanto para la señal de entrada diferencial como para la señal de entrada en modo común. Por tanto, la segunda etapa (el amplificador diferencial) todavía tiene que proporcionar todo el CMRR al circuito.

Puente de Wheatstone

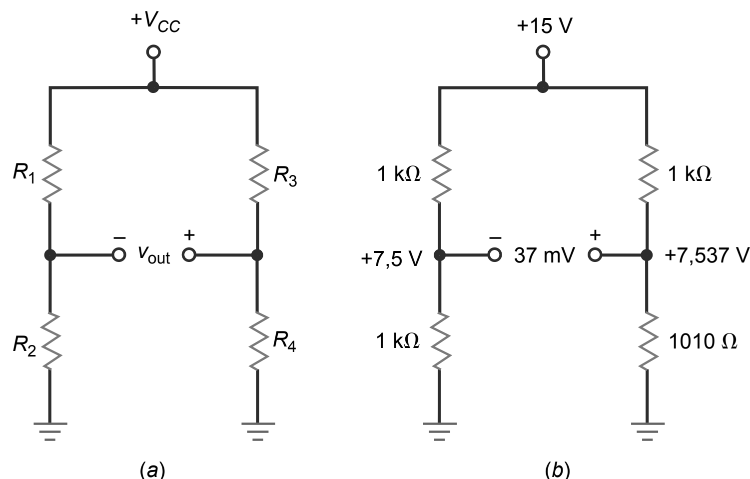
Como se ha mencionado anteriormente, la señal de entrada diferencial suele ser una tensión continua pequeña. La razón de que sea pequeña normalmente es porque es la salida de un punete de Wheatstone, como el que se muestra en la Figura 20.16*a*. Un puente de Wheatstone está equilibrado cuando la relación de las resistencias del lado izquierdo respecto de las de lado derecho es:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \tag{20.11}$$

Cuando esta condición se satisface, la tensión en R_2 es igual a la tensión en R_4 y la tensión de salida del puente es igual a cero.

El puente de Wheatstone puede detectar pequeñas variaciones en una de las resistencias. Por ejemplo, supongamos que tenemos un puente con tres resistencias de $1 k\Omega$ y una cuarta resistencia con un valor de 1010Ω, como se indica en la Figura 20.16*b*. La tensión en R_2 es:

Figura 20.16 (*a*) Puente de Wheatstone. (*b*) El puente está ligeramente desequilibrado.



$$v_2 = \frac{1\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega}(15\ \text{V}) = 7{,}5\ \text{V}$$

y la tensión en R_4 es aproximadamente igual a:

$$v_4 = \frac{1010\ \Omega}{2010\ \Omega}(15\ \text{V}) = 7{,}537\ \text{V}$$

La tensión de salida del puente es aproximadamente:

$$v_{out} = v_4 - v_2 = 7{,}537\ \text{V} - 7{,}5\ \text{V} = 37\ \text{mV}$$

Transductores

La resistencia R_4 puede ser una **transductor de entrada**, un dispositivo que convierte una magnitud no eléctrica en una magnitud eléctrica. Por ejemplo, una fotorresistencia convierte una variación en la intensidad de la luz en una variación de una resistencia y un **termistor** convierte una variación de temperatura en una variación de resistencia.

También hay aquí un **transductor de salida**, un dispositivo que convierte una magnitud eléctrica en una magnitud no eléctrica. Por ejemplo, un LED convierte corriente en luz, y un altavoz convierte una tensión alterna en ondas sonoras.

Hay disponible una amplia variedad de transductores en el mercado para magnitudes como la temperatura, el sonido, la luz, la humedad, la velocidad, la aceleración, la fuerza, la radioactividad y la presión, entre otras. Estos transductores pueden utilizarse con un puente de Wheatstone para medir magnitudes no eléctricas. Puesto que la salida de un puente de Wheatstone es una tensión continua pequeña, necesitaremos utilizar amplificadores de continua que tengan un factor CMRR muy alto.

Una aplicación típica

El circuito de la Figura 20.17 muestra una aplicación típica. Tres de las resistencias del puente tienen el siguiente valor:

$$R = 1\ \text{k}\Omega$$

El transductor tiene una resistencia igual a:

$$R + \Delta R = 1010\ \Omega$$

La señal en modo común es:

$$v_{in(CM)} = 0{,}5V_{CC} = 0{,}5(15\ V) = 7{,}5\ \text{V}$$

Ésta es la tensión que cae en cada una de las resistencias inferiores del puente cuando $\Delta R = 0$.

Cuando un transductor en puente se ve excitado por una magnitud externa, como por ejemplo, la luz, la temperatura o la presión, su resistencia variará. La resistencia del transductor en el circuito de la Figura 20.17 es de 1010 Ω, lo que implica que $\Delta R = 10\ \Omega$. Podemos deducir la siguiente ecuación para la tensión de entrada de dicho circuito:

$$\boldsymbol{v_{in} = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} V_{CC}} \qquad \textbf{(20.12)}$$

En una aplicación típica, $2\Delta R \ll 4R$ y la ecuación se simplifica como sigue:

$$\boldsymbol{v_{in} \cong \frac{\Delta R}{4R} V_{CC}} \qquad \textbf{(20.13)}$$

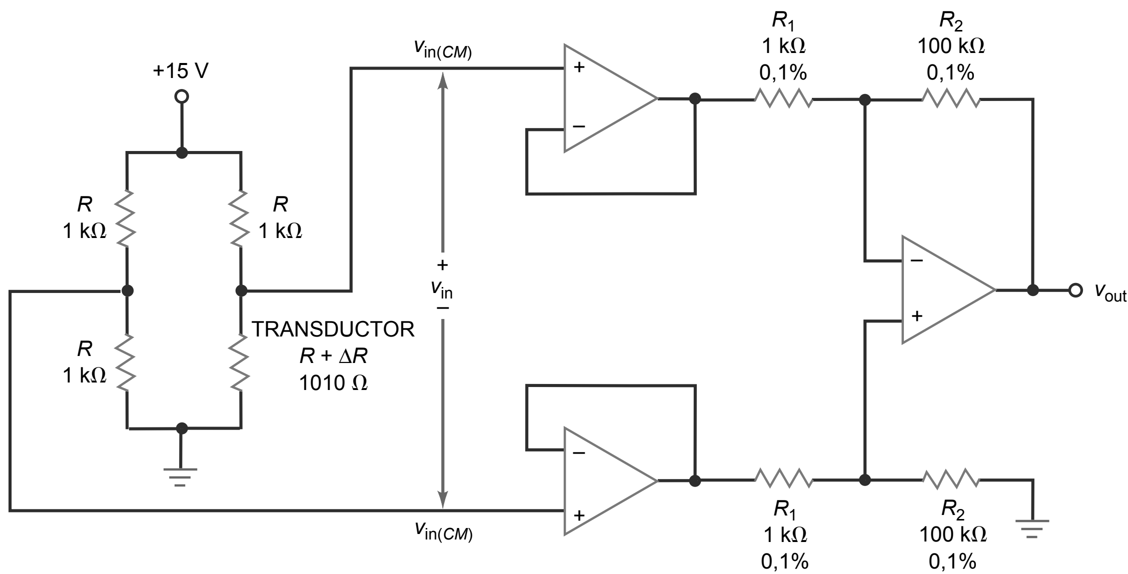
Para los valores dados en la Figura 20.17:

$$v_{in} \cong \frac{10\ \Omega}{4\ \text{k}\Omega}(15\ \text{V}) = 37{,}5\ \text{mV}$$

Dado que el amplificador diferencial tiene una ganancia de tensión igual a -100, la tensión de salida diferencial será:

$$v_{out} = -100(37{,}5\ \text{mV}) = -3{,}75\ \text{V}$$

Figura 20.17 Un puente con transductor excita a un amplificador de instrumentación.



$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$v_{in} = \frac{\Delta R}{4R} V_{CC}$$

Aplicando la Ecuación (20.9) obtenemos la ganancia de la señal en modo común:

$$A_{v(CM)} = \pm 4(0.1\%) = \pm 4(0.001) = \pm 0{,}004$$

para la tolerancia del $\pm 0{,}1$ por ciento indicada en la Figura 20.17. Por tanto, la tensión de salida en modo común es:

$$v_{out(CM)} = \pm 0{,}004(7{,}5 \text{ V}) = \pm 0{,}03 \text{ V}$$

El módulo del CMRR es entonces:

$$\text{CMRR} = \frac{100}{0{,}004} = 25000$$

que es equivalente a 88 dB.

Esto proporciona la idea básica de cómo se utiliza un amplificador diferencial con un puente Wheatstone. Un circuito como el de la Figura 20.17 es adecuado para algunas aplicaciones, aunque puede mejorarse como se explica en la siguiente sección.

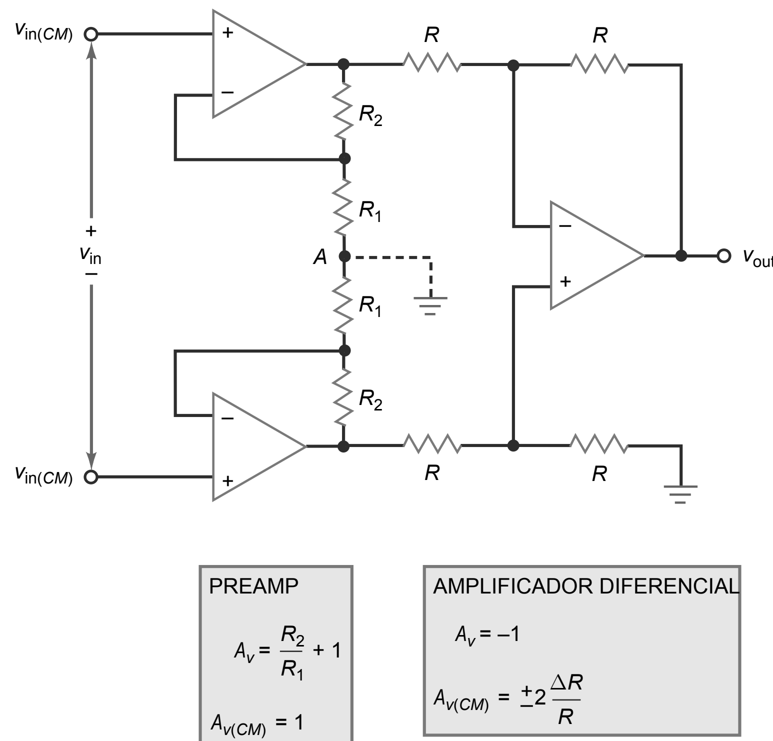
20.5 Amplificadores de instrumentación

En esta sección se estudia el **amplificador de instrumentación**, un amplificador diferencial optimizado en cuanto a su funcionamiento en continua. Un amplificador de instrumentación presenta una ganancia de tensión grande, un alto CMRR, bajos *offsets* de entrada, una baja deriva con la temperatura y una alta impedancia de entrada.

Amplificador de instrumentación básico

La Figura 20.18 muestra el diseño clásico utilizado en la mayoría de los amplificadores de instrumentación. El amplificador operacional de salida es un amplificador diferencial con una ganancia de tensión igual a la unidad. Las resistencias utilizadas en esta etapa de salida normalmente están adaptadas con un porcentaje del $\pm 0{,}1$ o mejor. Esto significa que el CMRR de la etapa de salida es al menos de 54 dB.

Figura 20.18 Amplificador de instrumentación con tres amplificadores operacionales estándar.



Las resistencias de precisión están disponibles comercialmente desde menos de 1 Ω hasta más de 10 MΩ, con tolerancias desde el ±0,01 hasta el ±1 por ciento. Si utilizamos resistencias adaptadas cuyos valores se diferencien en un ±0,01 por ciento, el CMRR de la etapa de salida puede ser alto como 74 dB. Además, la deriva con la temperatura de las resistencias de precisión puede ser tan baja como 1 ppm/°C.

La primera etapa consta de dos amplificadores operacionales de entrada que se comportan como un preamplificador. El diseño de la primera etapa es muy inteligente, lo que la hace tan ingeniosa es el funcionamiento del punto *A*, el punto donde se unen las dos resistencias R_1. El punto *A* actúa como un punto de tierra virtual para la señal de entrada diferencial y como un punto flotante para la señal en modo común. Debido a esto, la señal diferencial se amplifica y la señal en modo común no.

Punto *A*

La clave para comprender cómo funciona esta primera etapa está en entender cómo funciona el punto *A*. Aplicando el teorema de superposición, podemos calcular el efecto de cada una de las entradas estando la otra puesta a cero. Por ejemplo, supongamos que la señal de entrada diferencial es cero. Entonces sólo existe la señal en modo común. Puesto que esta señal aplica la misma tensión positiva a cada una de las entradas no inversoras, aparecen tensiones iguales en las salidas de los amplificadores operacionales. Por tanto, se obtiene la misma tensión en cualquier punto de la rama que contiene R_1 y R_2. Por tanto, el punto *A* es un punto flotante y cada una de las entradas del amplificador operacional actúa como un seguidor de emisor. Como resultado, la primera etapa tiene una ganancia en modo común de:

$$A_{v(CM)} = 1$$

A diferencia de la segunda etapa, en la que las resistencias *R* tienen que estar adaptadas lo máximo posible para minimizar la ganancia en modo común, en la primera etapa la tolerancia de las resistencias no tiene ningún efecto sobre la ganancia en modo común. Esto es porque la rama completa que contiene estas resistencias es flotante a una tensión de $v_{in(CM)}$ por encima de tierra. Por tanto, los valores de las resistencias no es importante. Ésta es otra ventaja del diseño con tres amplificadores operacionales de la Figura 20.18.

El segundo paso para aplicar el teorema de superposición consiste en reducir la entrada en modo común a cero y calcular el efecto de la señal de entrada diferencial. Puesto que la señal de entrada diferencial excita las entradas no inversoras con tensiones iguales y de signo opuesto, la salida de uno de los amplificadores operacionales será posi-

tiva y la del otro negativa. Teniendo tensiones iguales y de signo opuesto en la rama que contiene las resistencias R_1 y R_2, en el punto *A,* la tensión será igual a cero respecto a tierra.

En otras palabras, el punto *A* es un punto de tierra virtual para la señal diferencial. Por tanto, cada amplificador operacional de entrada es un amplificador no inversor y la primera etapa presenta una ganancia de tensión diferencial de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (20.14)$$

Puesto que la segunda etapa tiene una ganancia igual a la unidad, la ganancia de tensión diferencial del amplificador de instrumentación viene dada por la Ecuación (20.14).

Como la primera etapa tiene una ganancia en modo común igual a la unidad, la ganancia total en modo común es igual a la ganancia en modo común de la segunda etapa:

$$A_{v(CM)} = \pm 2\frac{\Delta R}{R} \qquad (20.15)$$

Para tener un alto CMRR y valores de *offset* bajos, deben emplearse amplificadores operacionales de precisión para construir el amplificador de instrumentación de la Figura 20.18. Un amplificador operacional típico utilizado en la construcción del circuito de la Figura 20.18 es el OP-07A, cuyos parámetros para el caso peor son los siguientes: la tensión de *offset* de entrada es igual a 0,025 mV, la corriente de polarización de entrada es 2 nA, la corriente de *offset* de entrada es 1 nA, A_{OL} es 110 dB, el CMRR es igual a 110 dB y la deriva con la temperatura es igual a 0,6 μV/°C.

Un último comentario sobre el circuito de la Figura 20.18: puesto que el punto *A* es un punto de tierra virtual en lugar de un punto de tierra mecánica, las resistencias R_1 de la primera etapa no tienen que ser resistencias procedentes de una etapa separadora. Podemos utilizar una única resistencia R_G que sea igual a $2R_1$ sin modificar el funcionamiento de la primera etapa. La única diferencia es que la ganancia de tensión diferencial se expresa como sigue:

$$A_v = \frac{2R_2}{R_G} + 1 \qquad (20.16)$$

El factor de 2 aparece porque $R_G = 2R_1$.

Excitación de guarda

Puesto que la señal diferencial de salida de un puente es muy pequeña, a menudo se emplea un cable apantallado para aislar de las interferencias electromagnéticas a las señales que se transmiten a través de los cables. Sin embargo, esto crea un problema. Cualquier corriente de fugas entre los cables internos y la pantalla se sumará a las corrientes de polarización y de *offset* de entrada. Además de la corriente de fugas, el cable apantallado añade una capacidad al circuito, lo que ralentiza la respuesta del circuito a las variaciones de la resistencia del transductor . Para minimizar los efectos de la corriente de fugas y de la capacidad del cable, la pantalla debe autoelevarse al potencial en modo común. Esta técnica se conoce como **excitación de guarda**.

La Figura 20.19*a* muestra una forma de autoelevar la pantalla a la tensión en modo comúnA la salida de la primera etapa se añade una nueva rama que contiene las resistencias etiquetadas con R_3. Este divisor de tensión toma la tensión en modo común y la realimenta a un seguidor de tensión. La tensión de guarda se realimenta a la pantalla, como se muestra en la figura. En ocasiones, se utilizan cables separados para cada entrada. En dicho caso, la tensión de guarda se conecta a ambas pantallas, como se indica en la Figura 20.19*b*.

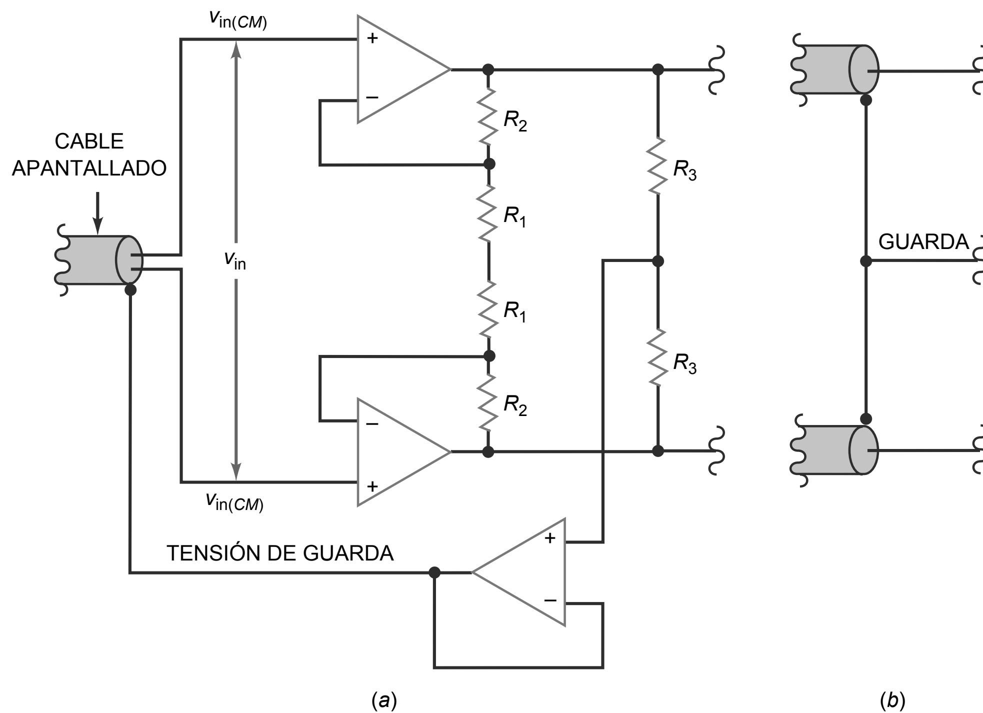
Amplificadores de instrumentación integrados

El diseño clásico de la Figura 20.18 puede integrarse en un chip con todos los componentes incluidos en el circuito de la figura, excepto R_G. Esta resistencia externa se utiliza para controlar la ganancia de tensión del amplificador de instrumentación. Por ejemplo, el AD620 es un amplificador de instrumentación monolítico. La hoja de características proporciona la siguiente ecuación para determinar su ganancia de tensión:

$$A_v = \frac{49{,}4\ \text{k}\Omega}{R_G} + 1 \qquad (20.17)$$

La resistencia de 49,4 kΩ es la suma de las dos resistencias R_2. El fabricante de circuitos integrados utiliza un **corte con láser** para obtener el valor preciso de 49,4 kΩ. Esta técnica consiste en utilizar un láser para llevar a

Figura 20.19 Excitación de guarda para reducir las corrientes de fugas y la capacidad del cable apantallado.



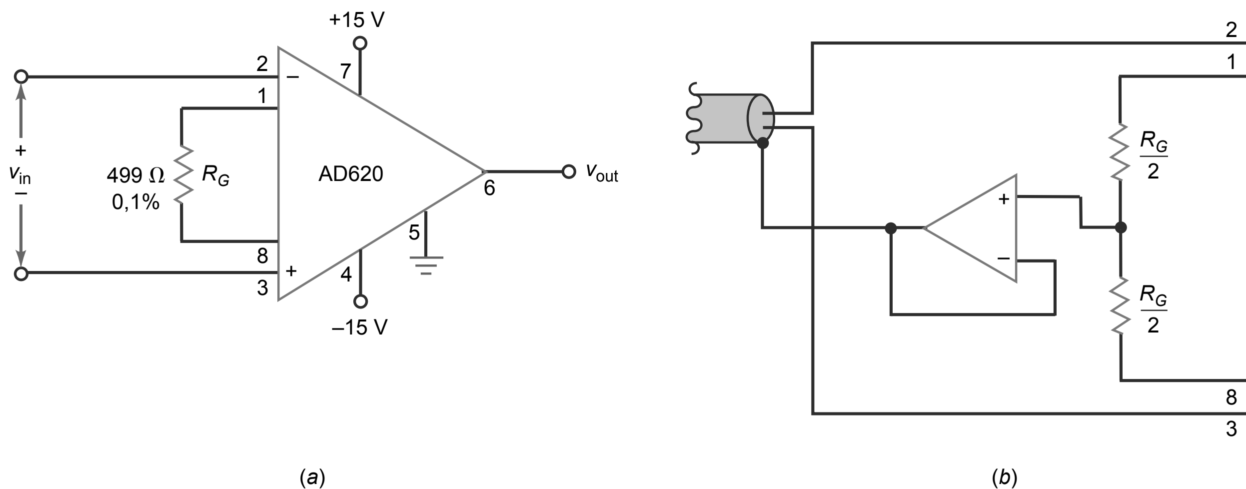
cabo un ajuste fino frente a un ajuste grueso a la hora de obtener la resistencias. El corte con láser consiste en quemar áreas de resistencia integradas en un chip semiconductor con un láser para obtener una resistencia con un valor extremadamente preciso.

La Figura 20.20*a* muestra el AD620 con una R_G de 499 Ω. Se trata de una resistencia de precisión con una tolerancia del ±0,1 por ciento. La ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{49{,}4\ \text{k}\Omega}{499} + 1 = 100$$

El *patillaje* (numeración de pines) del AD620 es similar al del 741C, ya que los pines 2 y 3 son para las señales de entrada, los pines 4 y 7 para las tensiones de alimentación y el pin 6 es la salida. El pin 5 está conectado a tierra, que es lo habitual en el AD620, pero que no necesariamente tiene que estar conectado a tierra. Si fuera necesario conectarlo a otro circuito, podríamos añadir un *offset* a la señal de salida aplicando una tensión continua en el pin 5.

Figura 20.20 (*a*) Amplificador de instrumentación monolítico. (*b*) Excitación de guarda con un AD620.



Si se utiliza la excitación de guarda, el circuito puede modificarse como se muestra en la Figura 20.20*b*. La tensión en modo común excita a un seguidor de emisor, cuya salida se conecta a la pantalla del cable. Si se emplean cables separados para las entradas puede hacerse una modificación similar.

Resumiendo, los amplificadores de instrumentación monolíticos tienen típicamente una ganancia de tensión comprendida entre 1 y 1000, que puede fijarse utilizando una resistencia externa, un CMRR mayor que 100 dB, una impedancia de entrada mayor que 100 MΩ, una tensión de *offset* de entrada menor que 0,1 mV, una deriva menor que 0,5 μV/°C y otros parámetros de salida con los valores adecuados.

Ejemplo 20.4

En el circuito de la Figura 20.18, $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ y $R = 10$ kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión diferencial del amplificador de instrumentación? ¿Cuál es la ganancia de tensión en modo común si la tolerancia de las resistencias de la segunda etapa es del ±0,01 por ciento? Si $v_{in} = 10$ mV y $v_{in(CM)} = 10$ V, ¿cuáles son los valores de las señales de salida diferencial y en modo común?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones dadas en la Figura 20.18, la ganancia de tensión del preamplificador es:

$$A_v = \frac{100\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} + 1 = 101$$

Puesto que la ganancia de tensión de la segunda etapa es −1, la ganancia de tensión del amplificador de instrumentación es −101.

La ganancia de tensión en modo común de la segunda etapa es:

$$A_{v(CM)} = \pm 2(0{,}01\%) = \pm 2(0{,}0001) = \pm 0{,}0002$$

Como la primera etapa tiene una ganancia de tensión en modo común de 1, la ganancia de tensión en modo común del amplificador de instrumentación es ±0,0002.

Una señal de entrada diferencial de 10 mV producirá una señal de salida de:

$$v_{out} = -101(10\text{ mV}) = -1{,}01\text{ V}$$

Una señal en modo común de 10 V producirá una señal de salida de:

$$v_{out(CM)} = \pm 0{,}0002(10\text{ V}) = \pm 2\text{ mV}$$

Incluso aunque la señal de entrada en modo común sea 1000 veces más grande que la entrada diferencial, el CMRR del amplificador de instrumentación produce una señal de salida en modo común que es aproximadamente 500 veces más pequeña que la señal de salida diferencial.

PROBLEMA PRÁCTICO 20.4 Repita el Ejemplo 20.4 con $R_2 = 50$ kΩ y ±0,1% como tolerancia de la resistencia de la segunda etapa.

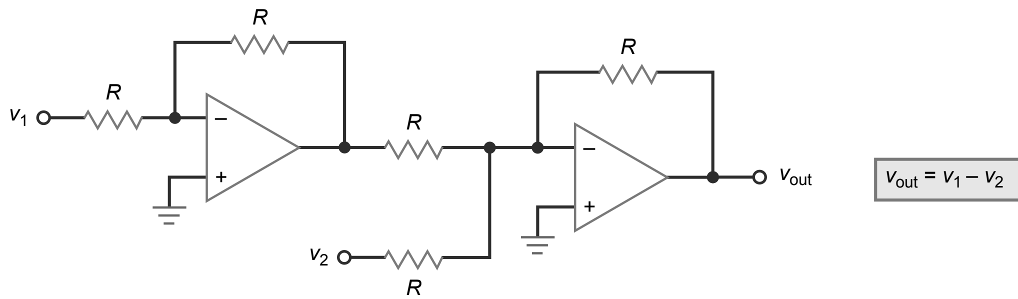
20.6 Circuitos con amplificador sumador

En el Capítulo 18 hemos presentado el amplificador sumador básico. Ahora, vamos a ver algunas de las variantes de este circuito.

El restador

La Figura 20.21 muestra un circuito que resta dos tensiones de entrada para generar una tensión de salida igual a la diferencia de v_1 y v_2. He aquí cómo funciona este circuito: la entrada v_1 excita a un inversor con una ganancia de tensión igual a la unidad. La salida de la primera etapa es $-v_1$. Esta tensión es una de las entradas al circuito sumador de la segunda etapa. La otra entrada es v_2. Puesto que la ganancia de cada uno de los canales es igual a la unidad, la tensión de salida final es igual a v_1 menos v_2.

Figura 20.21 Restador.



Sumador en ambas entradas

En alguna ocasión se encontrará con un circuito como el de la Figura 20.22. Se trata simplemente de un circuito sumador que tiene entradas inversora y no inversora. La parte inversora del amplificador tiene dos canales de entrada y la parte no inversora tiene dos canales de entrada. La ganancia total es igual a la superposición de las ganancias de cada canal.

La ganancia de cada inversor es igual a la relación entre la resistencia de realimentación R_f y la resistencia del canal de entrada, bien R_1 o R_2. La ganancia de cada canal no inversor es:

$$\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} + 1$$

disminuida por el factor determinado por el divisor de tensión de cada canal, bien:

$$\frac{R_4 \parallel R_5}{R_3 + R_4 \parallel R_5}$$

o

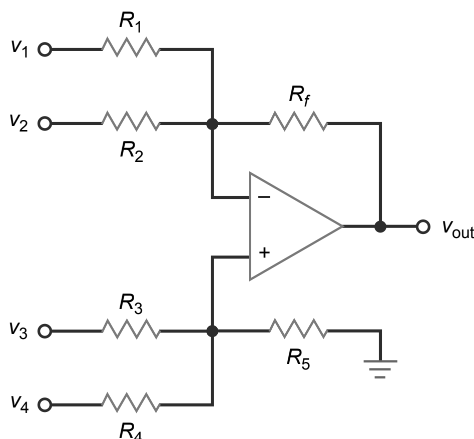
$$\frac{R_3 \parallel R_5}{R_4 + R_3 \parallel R_5}$$

La Figura 20.22 proporciona las ecuaciones para la ganancia de cada canal. Una vez calculada la ganancia de cada canal, podemos calcular la tensión de salida total.

El promediador

La Figura 20.23 muestra un circuito **promediador**, un circuito cuya salida es igual al promedio de las tensiones de entrada. Cada canal tiene una ganancia de tensión de:

Figura 20.22 Amplificador sumador que utiliza ambos lados del amplificador operacional.



$$v_{out} = A_{v1}v_1 + A_{v2}v_2 + A_{v3}v_3 + A_{v4}v_4$$

$$A_{v1} = \frac{-R_f}{R_1}$$

$$A_{v2} = \frac{-R_f}{R_2}$$

$$A_{v3} = \left(\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} + 1\right)\left(\frac{R_4 \parallel R_5}{R_3 + R_4 \parallel R_5}\right)$$

$$A_{v4} = \left(\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} + 1\right)\left(\frac{R_3 \parallel R_5}{R_4 + R_3 \parallel R_5}\right)$$

Ejemplo 20.5

En el circuito de la Figura 20.22: $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 2\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 3\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 4\ \text{k}\Omega$, $R_5 = 5\ \text{k}\Omega$ y $R_f = 6\ \text{k}\Omega$. ¿Cuál es la ganancia de tensión de cada canal?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones dadas en la Figura 20.22, las ganancias de tensión son:

$$A_{v1} = \frac{-6\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} = -6$$

$$A_{v2} = \frac{-6\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega} = -3$$

$$A_{v3} = \left(\frac{6\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega \parallel 2\ \text{k}\Omega} + 1\right)\frac{4\ \text{k}\Omega \parallel 5\ \text{k}\Omega}{3\ \text{k}\Omega + 4\ \text{k}\Omega \parallel 5\ \text{k}\Omega} = 4{,}26$$

$$A_{v4} = \left(\frac{6\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega \parallel 2\ \text{k}\Omega} + 1\right)\frac{3\ \text{k}\Omega \parallel 5\ \text{k}\Omega}{4\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega \parallel 5\ \text{k}\Omega} = 3{,}19$$

PROBLEMA PRÁCTICO 20.5 Repita el Ejemplo 20.5 utilizando 1 kΩ para R_f.

$$A_v = \frac{R}{3R} = \frac{1}{3}$$

Si sumamos todas las salidas amplificadas, obtenemos una salida que es el valor promedio de todas las tensiones de entrada.

El circuito mostrado en la Figura 20.23 tiene tres entradas. Puede utilizarse cualquier número de entradas, siempre y cuando la resistencia de entrada de cada canal se cambie a nR, donde n es el número de canales.

Convertidor D/A

En los circuitos electrónicos digitales, un **convertidor digital-analógico (D/A)** toma como entrada un valor representado en formato binario y lo convierte en una tensión o una corriente. Esta tensión o corriente será proporcional al valor binario de la entrada. Se suelen utilizar dos métodos de conversión digital-analógica: la conversión D/A con ponderación binaria y la conversión D/A en escalera R/2R .

El convertidor D/A con ponderación binaria se muestra en la Figura 20.24. Este circuito produce una tensión de salida igual a la suma ponderada de las entradas. El *peso* es lo mismo que la ganancia del canal. Por ejemplo, en el circuito de la Figura 20.24*a* las ganancias de cada canal son:

$$A_{v3} = -1$$
$$A_{v2} = -0{,}5$$
$$A_{v1} = -0{,}25$$
$$A_{v0} = -0{,}125$$

Figura 20.23 Circuito promediador.

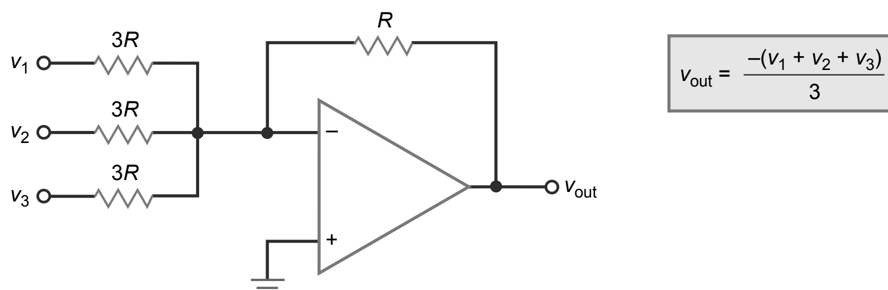
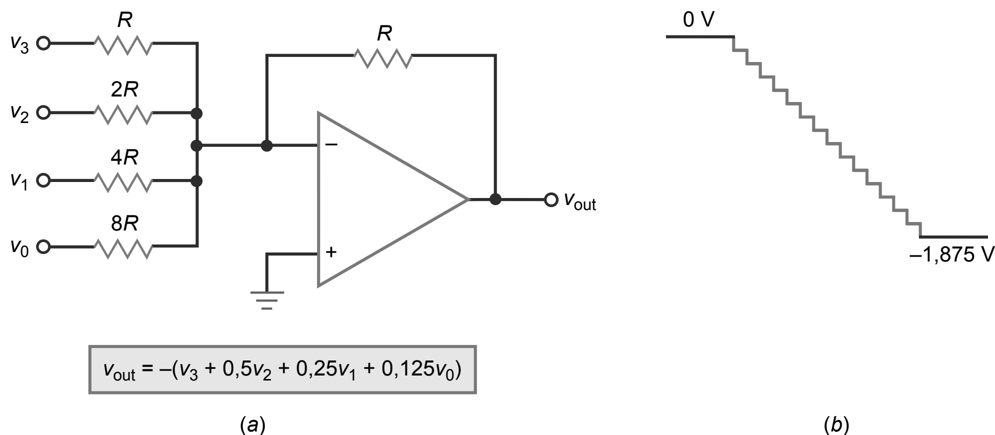


Figura 20.24 El convertidor D/A con ponderación binaria transforma la entrada digital en una tensión analógica.



Las tensiones de entrada son señales digitales o de dos estados, lo que quiere decir que tienen un valor de 1 o 0. Con 4 entradas, hay 16 posibles combinaciones de entrada de $v_3v_2v_1v_0$: 0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 1010, 1011, 1100, 1101, 1110 y 1111.

Cuando todas las entradas son cero (0000), la salida es:

$$v_{out} = 0$$

Cuando $v_3v_2v_1v_0$ es 0001, la salida es:

$$v_{out} = -(0,125) = -0,125$$

Cuando $v_3v_2v_1v_0$ es 0010, la salida es:

$$v_{out} = -(0,25) = -0,25$$

y así sucesivamente. Cuando las entradas son todas uno (1111), la salida es máxima e igual a:

$$v_{out} = -(1 + 0,5 + 0,25 + 0,125) = -1,875$$

Si el convertidor D/A de la Figura 20.24 se excita mediante un circuito que genera la secuencia de números proporcionada anteriormente de 0000 a 1111, producirá estas tensiones de salida: 0; −0,125; −0,25; −0,375; −0,5; −0,625; −0,75; −0,875; −1; −1,125; −1,25; −1,375; −1,5; −1,625; −1,75 y −1,875. Si se visualiza en un osciloscopio, la tensión de salida del convertidor D/A será similar a una escalera, como la mostrada en la Figura 20.24*b*.

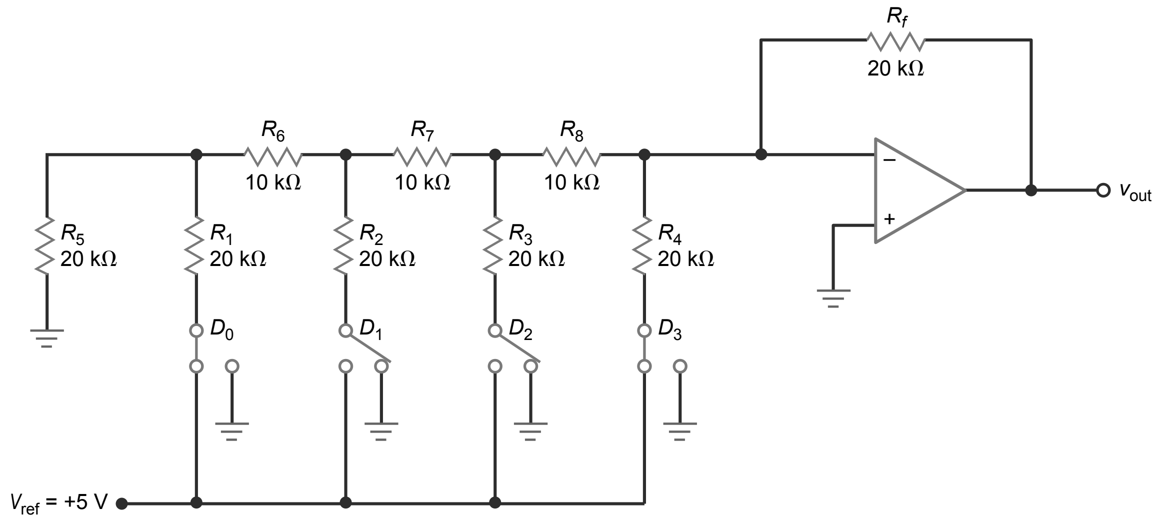
La tensión en escalera demuestra que el convertidor D/A no produce un rango continuo de valores de salida. Por tanto, hablando estrictamente la salida no es verdaderamente analógica. Pueden conectarse filtros paso bajo a la salida para proporcionar una transición más suave entre los escalones de salida.

Un convertidor D/A de 4 entradas tiene 16 salidas posibles, un convertidor A/D de 8 entradas tiene 256 salidas posibles y un convertidor D/A de 16 entradas tiene 65.536 salidas posibles. Esto quiere decir que la tensión en escalera en sentido descendente de la Figura 20.24 *b* puede tener 256 escalones con un convertidor de 8 entradas y 65.536 pasos con una convertidor de 16 entradas. Una tensión en escalera en sentido negativo como ésta se utiliza en un multímetro digital junto con otros circuitos para medir la tensión digital.

El convertidor D/A con ponderación binaria puede utilizarse en aplicaciones en las que el número de entradas está limitado y en las que se requiere mucha precisión. Si se emplea un número alto de entradas, será necesario un número mayor de valores de resistencia diferentes. La precisión y la estabilidad de un convertidor D/A depende de la precisión absoluta de las resistencias y de su capacidad para seguirse entre sí con las variaciones de temperatura. Puesto que las resistencias de entrada tienen valores distintos, es difícil conseguir características de seguimiento idénticas. Con este tipo de convertidor D/A también pueden aparecer problemas de carga, ya que cada entrada tiene un valor de impedancia de entrada diferente.

El **convertidor D/A en escalera R/2R**, mostrado en la Figura 20.25, solventa las limitaciones del convertidor D/A con ponderación binaria y es el método más frecuentemente utilizado en los convertidores D/A integrados. Puesto que sólo se necesitan dos valores de resistencia, este método nos lleva a los circuitos integrados con entradas binarias de 8 bits o más y proporciona un grado mayor de precisión. Por simplicidad, la Figura 20.25 muestra un convertidor D/A de 4 bits. Los conmutadores, $D_0 - D_3$, normalmente serán algún tipo de conmutador activo.

Figura 20.25 Convertidor D/A en escalera R/2R.



Los conmutadores conectan las cuatro entradas bien a tierra (0 lógico) o a $+V_{ref}$ (1 lógico). La red en escalera convierte los valores de entrada binarios desde 0000 hasta 1111 a uno de los 16 niveles de tensión de salida únicos. En el convertidor D/A mostrado en la Figura 20.25, D_0 es el bit de entrada menos significativo (LSB, *least significant bit*) mientras que D_3 es el bit más significativo (MSB, *most significant bit*).

Para determinar la tensión de salida del convertidor D/A, en primer lugar hay que transformar el valor de la entrada binaria en su valor decimal equivalente, BIN. Esto puede hacerse como sigue:

$$\mathbf{BIN = (D_0 \times 2^0) + (D_1 \times 2^1) + (D_2 \times 2^2) + (D_3 \times 2^3)} \qquad \textbf{(20.18)}$$

A continuación, la tensión de salida puede calcularse como sigue:

$$\mathbf{V_{out} = -\left(\frac{BIN}{2^N} \times 2V_{ref}\right)} \qquad \textbf{(20.19)}$$

donde N es igual al número de entradas.

Para conocer más detalles sobre el funcionamiento de este circuito, puede ver el equivalente de Thevenin del convertidor D/A. Este análisis puede encontrarlo en el Apéndice B.

Ejemplo 20.6

En la Figura 20.25, $D_0 = 1$, $D_1 = 0$, $D_2 = 0$ y $D_3 = 1$. Utilizando un valor de +5 V para V_{ref}, determine el equivalente decimal de la entrada binaria (BIN) y la tensión de salida del convertidor.

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación 20.18, podemos hallar el equivalente decimal:

$$\text{BIN} = (1 \times 2^0) + (0 \times 2^1) + (0 \times 2^2) + (1 \times 2^3) = 9$$

La tensión de salida del convertidor se calcula utilizando la Ecuación 20.19 como sigue:

$$V_{out} = -\left(\frac{9}{2^4}\right) \times 2\,(5\ V)$$

$$V_{out} = -\left(\frac{9}{16}\right)(10\ V) = -5{,}625\ V$$

PROBLEMA PRÁCTICO 20.6 En el circuito de la Figura 20.25, ¿cuáles son las tensiones de salida máxima y mínima posibles cuando al menos una entrada está a nivel 1 lógico.

20.7 Intensificadores de corriente

La corriente de cortocircuito de salida de un amplificador operacional es normalmente de 25 mA o menor. Una forma de conseguir más corriente de salida consiste en emplear un amplificador operacional de potencia como el LM675 o el LM12. Estos amplificadores operacionales tienen corrientes de cortocircuito de salida de 3 y 10A. Otra forma de conseguir más corriente de cortocircuito de salida consiste en utilizar un circuito **intensificador de corriente**, un transistor de potencia u otro dispositivo que proporcione ganancia de corriente y una limitación de corriente más alta que la del amplificador operacional.

Intensificador unidireccional

La Figura 20.26 muestra una forma de aumentar la corriente máxima por la carga. La salida de un amplificador operacional excita a un seguidor de emisor. La ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (20.20)$$

En este circuito, el amplificador operacional ya no tiene que suministrar la corriente a la carga. En su lugar, sólo tiene que suministrar la corriente de base al seguidor de emisor. Gracias a la ganancia de corriente del transistor, la corriente máxima por la carga aumenta a:

$$I_{máx} = \beta_{dc} I_{SC} \qquad (20.21)$$

donde I_{SC} es la corriente de cortocircuito de salida del amplificador operacional. Esto quiere decir que un amplificador operacional como un 741C puede tener una corriente máxima de salida de 25mA incrementada en un factor igual a β_{dc}. Por ejemplo, un BU806 es un transistor de potencia *npn* con $\beta_{dc} = 100$. Si se utiliza con un 741C, la corriente de cortocircuito de salida aumenta a:

$$I_{máx} = 100(25 \text{ mA}) = 2{,}5 \text{ A}$$

El circuito puede excitar cargas de baja impedancia, porque la realimentación negativa reduce la impedancia de salida del seguidor de emisor en un factor de $1 + A_{VOL}B$. Dado que el seguidor de emisor ya tiene una impedancia de salida baja, la impedancia de salida en lazo cerrado será muy pequeña.

Corriente bidireccional

La desventaja del circuito intensificador de la corriente de la Figura 20.26 es su *corriente unidireccional por la carga.* La Figura 20.27 muestra una forma de obtener una *corriente bidireccional por la carga.* Un amplificador inversor excita un seguidor de emisor *push-pull* de clase B. En este circuito, la ganancia de tensión en lazo cerrado es:

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \qquad (20.22)$$

Cuando la tensión de entrada es positiva, el transistor inferior conduce y la tensión de carga es negativa. Cuando la tensión de entrada es negativa, el transistor superior conduce y la tensión de salida es positiva. En cualquier caso,

Figura 20.26 El intensificador de corriente unidireccional aumenta la corriente de cortocircuito de salida.

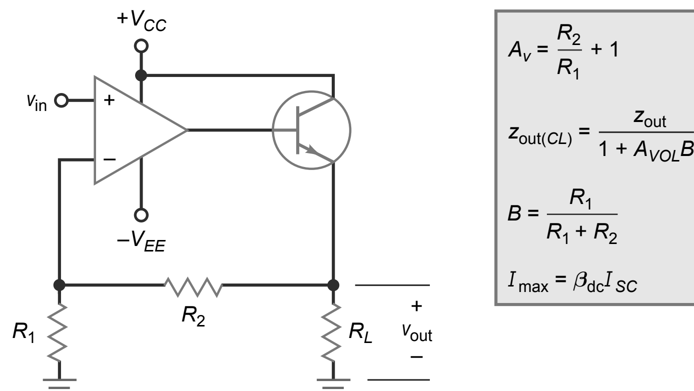
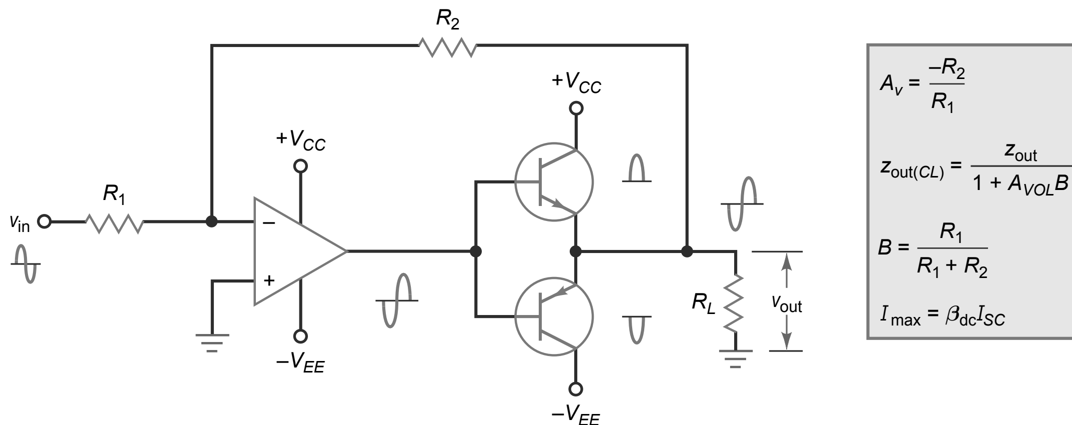


Figura 20.27 Circuito intensificador de corriente bidireccional.



la corriente máxima de salida aumenta de acuerdo con la ganancia de corriente del transistor en conducción. Dado que el seguidor de emisor *push-pull* de clase B está dentro del bucle de realimentación, la impedancia de salida en lazo cerrado es muy pequeña.

Amplificadores operacionales con excursión máxima

En ocasiones, se emplean los intensificadores de corriente en la etapa final de un amplificador operacional. Por ejemplo, el MC33206 es un **amplificador operacional con excursión máxima** que proporciona una salida de corriente intensificada de 80 mA. *Excursión máxima* hace referencia a las tensiones de alimentación máximas de un amplificador operacional. El *funcionamiento con excursión máxima* quiere decir que las tensiones de entrada y de salida pueden variar en el margen de las tensiones de alimentación positiva y negativa.

Por ejemplo, el 741C no proporciona una excursión máxima a la salida porque ésta siempre es 1 o 2 V menor que cada una de las tensiones de alimentación. Por el contrario, el MC33206 presenta una salida con una excursión máxima porque su tensión de salida puede variar en el margen completo menos de 50 mV de cada una de las tensiones de alimentación, lo que es bastante próximo a la excursión máxima. Los amplificadores operacionales con excursión máxima permiten a los diseñadores hacer un uso completo del rango completo disponible de la tensión de alimentación.

Ejemplo 20.7

En la Figura 20.27, $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 = 51$ kΩ. Si se utiliza un 741C para el amplificador operacional, ¿cuál es la ganancia de tensión del circuito? ¿Cuál es la impedancia de salida en lazo cerrado? ¿Cuál es la corriente de cortocircuito por la carga del circuito si cada transistor tiene una ganancia de corriente de 125?

SOLUCIÓN Utilizando las ecuaciones dadas en la Figura 20.26, la ganancia de tensión es:

$$A_v = \frac{-51\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} = -51$$

La fracción de realimentación es:

$$B = \frac{1\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega + 51\text{ k}\Omega} = 0{,}0192$$

Dado que el 741C tiene una tensión típica de 100.000 y una impedancia de salida en lazo abierto de 75Ω, la impedancia de salida en lazo cerrado es:

$$z_{out(CL)} = \frac{75\ \Omega}{1 + (100.000)(0{,}0192)} = 0{,}039\ \Omega$$

Ya que el 741C tiene una corriente de cortocircuito por la carga de 25 mA, el valor intensificado de la corriente de cortocircuito por la carga es:

$I_{máx} = 125(25 \text{ mA}) = 3{,}13 \text{ A}$

PROBLEMA PRÁCTICO 20.7 En la Figura 20.27, cambie R_2 a 27 kΩ. Determine la nueva ganancia de tensión, $z_{out(CL)}$ e $I_{máx}$, si cada uno de los transistores tiene una ganancia de corriente de 100.

20.8 Fuentes de corriente controladas por tensión

Esta sección presenta circuitos que permiten que una tensión de entrada controle la corriente de salida. La carga puede ser flotante o estar puesta a tierra. Todos los circuitos son variantes del prototipo del VCIS estudiado en el Capítulo 19, lo que quiere decir que son fuentes de corriente controladas por tensión, conocidas también como convertidores de tensión-corriente.

Carga flotante

La Figura 20.28 muestra el prototipo del VCIS. La carga puede ser una resistencia, un relé o un motor. Puesto que hay un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada, la entrada inversora se autoeleva hasta una diferencia de tensión de unos microvoltios con respecto a la entrada no inversora. Como la tensión v_{in} aparece en R, la corriente por la carga es:

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R} \tag{20.23}$$

Como la resistencia de carga no aparece en esta ecuación, la corriente es independiente de la resistencia de carga. Dicho de otra manera, parece que una fuente de corriente constante excita a la car ga. Por ejemplo, si v_{in} es 1 V y R es 1 kΩ, i_{out} es igual a 1 mA.

Si la resistencia de carga es muy grande en el circuito de la Figura 20.28, el amplificador operacional entra en saturación y el circuito deja de comportarse como una fuente de corriente constante. Si se utiliza un amplificador operacional con excursión máxima, la salida puede variar en el rango completo de $+V_{CC}$. Por tanto, la tensión máxima en la carga es:

$$V_{L(máx)} = V_{CC} - v_{in} \tag{20.24}$$

Por ejemplo, si V_{CC} es 15 V y v_{in} es 1 V, $V_{L(máx)}$ será igual a 14 V. Si el amplificador operacional no presenta una salida con excursión máxima, podemos restar de 1 a 2 V del valor de $V_{L(máx)}$.

Puesto que la corriente de carga es igual a v_{in}/R, podemos deducir esta ecuación para la resistencia máxima de carga que puede utilizarse sin saturar el amplificador operacional:

$$R_{L(máx)} = R\left(\frac{V_{CC}}{v_{in}} - 1\right) \tag{20.25}$$

Figura 20.28 VCIS unidireccional con carga flotante.

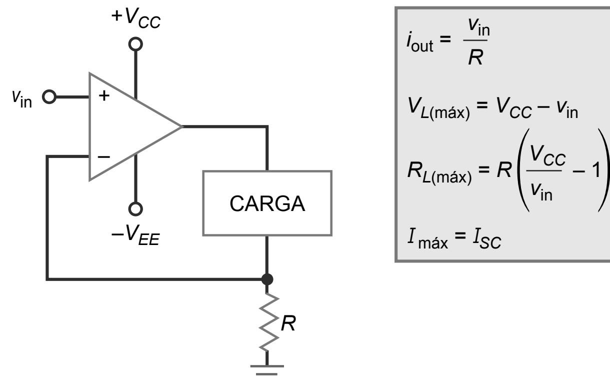
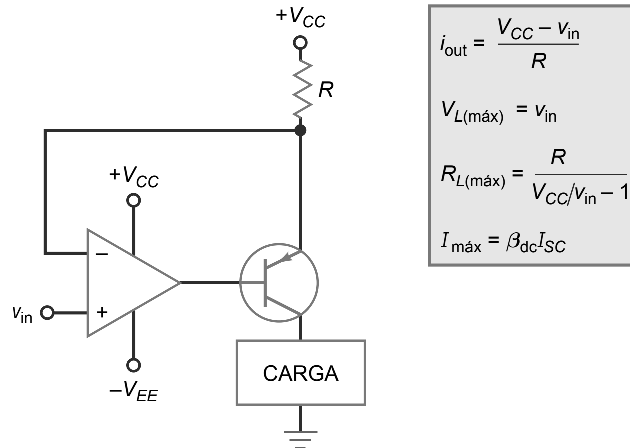


Figura 20.29 VCIS unidireccional con carga de un único terminal.



Por ejemplo, si R es 1 kΩ, V_{CC} es 15 V y v_{in} es 1 V, entonces $R_{L(máx)} = 14$ kΩ.

Otra limitación de la fuente de corriente controlada por tensión es la corriente de cortocircuito de salida del amplificador operacional. Por ejemplo, un 741C tiene una corriente de cortocircuito de salida de 25mA. Las corrientes de cortocircuito de varios amplificadores operacionales se han explicado en el Capítulo 18 y se han enumerado en la Tabla 18.2. Podemos escribir en forma de ecuación que la corriente de cortocircuito de salida de la fuente de corriente controlada de la Figura 20.28 es:

$$I_{máx} = I_{SC} \tag{20.26}$$

donde I_{SC} es la corriente de cortocircuito de salida del amplificador operacional.

Carga puesta a tierra

Si una **carga flotante** es todo lo que necesitamos y la corriente de cortocircuito es adecuada, un circuito como el de la Figura 20.28 funcionará bien. Pero si la carga necesita estar puesta a tierra o se precisa una corriente de cortocircuito más grande, podemos modificar el circuito básico de la Figura 20.29. Puesto que las corrientes de colector y de emisor del transistor son prácticamente iguales, la corriente que fluye a través de R es aproximadamente igual a la corriente de carga. Dado que hay un cortocircuito virtual entre las entradas del amplificador operacional, la tensión de la entrada inversora es aproximadamente igual a v_{in}. Por tanto, la tensión en R es igual a V_{CC} menos v_{in} y la corriente que circula por R está dada por:

$$i_{out} = \frac{V_{CC} - v_{in}}{R} \tag{20.27}$$

La Figura 20.29 muestra las ecuaciones para la tensión máxima en la carga, la resistencia máxima de carga y la corriente de cortocircuito de salida. Observe que el circuito utiliza un intensificador de corriente en el lado de la salida, lo que incrementa la corriente de cortocircuito de salida a:

$$I_{max} = \beta_{dc} I_{SC} \tag{20.28}$$

La corriente de salida es directamente proporcional a la tensión de entrada

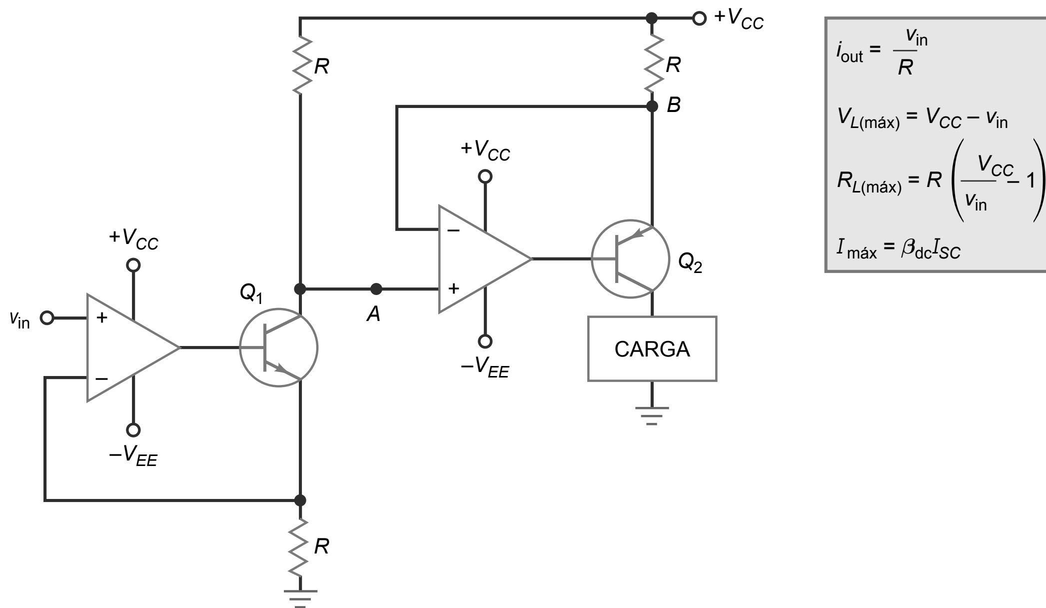
En la Figura 20.29, la corriente de carga disminuye cuando la tensión de entrada aumenta. La Figura 20.30 muestra un circuito en el que la corriente de carga es directamente proporcional a la tensión de entrada. Puesto que existe un cortocircuito virtual en los terminales de entrada del primer amplificador operacional, la corriente de emisor de Q_1 es v_{in}/R. Puesto que la corriente de colector de Q_1 es aproximadamente la misma que la corriente de emisor, la tensión en el terminal de R que coincide con el colector es v_{in} y la tensión en el nodo A es:

$$V_A = V_{CC} - v_{in}$$

Ésta es la tensión en la entrada no inversora del segundo amplificador operacional.

Debido al cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del segundo amplificador, la tensión en el nodo B es:

Figura 20.30 VCIS unidireccional con una carga de un único terminal.



$$V_B = V_A$$

La tensión en la resistencia R final es:

$$V_R = V_{CC} - V_B = V_{CC} - (V_{CC} - v_{in}) = v_{in}$$

Por tanto, la corriente de salida es aproximadamente igual a:

$$\boldsymbol{i_{out} = \frac{v_{in}}{R}} \qquad \textbf{(20.29)}$$

La Figura 20.30 muestra las ecuaciones para analizar este circuito. De nuevo, un circuito intensificador de corriente incrementa la corriente de cortocircuito de salida en un factor de β_{dc}.

Fuente de corriente de Howland

La fuente de corriente de la Figura 20.30 produce una corriente de carga unidireccional. Cuando se necesita una corriente bidireccional, puede utilizarse la fuente de corriente de Howland mostrada en la Figura 20.31. Para adquirir un conocimiento preliminar de cómo funciona, considere el caso especial cuando $R_L = 0$. Cuando la carga está cortocircuitada, la entrada no inversora está puesta a tierra, la entrada inversora es un punto de tierra virtual y la tensión de salida es:

$$v_{out} = -v_{in}$$

En la parte inferior del circuito, la tensión de salida aparecerá en la resistencia R en serie con la carga cortocircuitada. La corriente a través de R es:

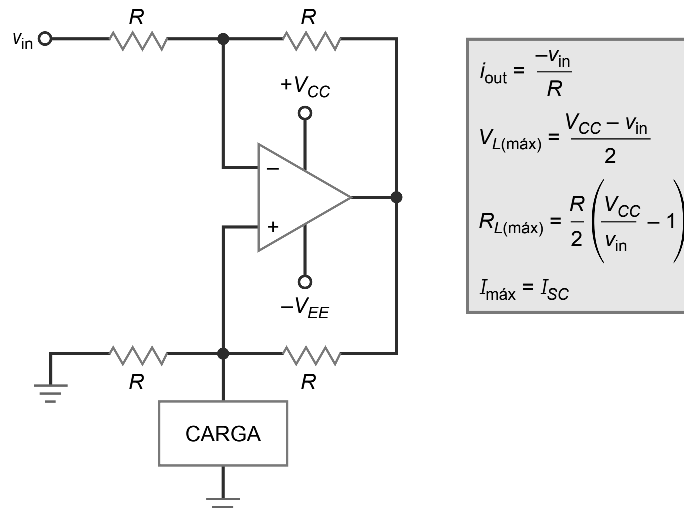
$$\boldsymbol{i_{out} = \frac{-v_{in}}{R}} \qquad \textbf{(20.30)}$$

Cuando la carga está cortocircuitada, toda esta corriente fluye a través de la carga. El signo menos indica que la tensión en la carga está invertida.

Cuando la resistencia de carga es mayor que cero, el análisis es mucho más complicado porque la entrada no inversora ya no está conectada a tierra y la entrada inversora tampoco está ya conectada a tierra virtual. En este caso, la tensión de la entrada no inversora es igual a la tensión que cae en la resistencia de carga. Después de escribir y resolver varias ecuaciones, podemos demostrar que la Ecuación (20.30) es todavía válida para cualquier resistencia de carga, ya que el amplificador operacional no entra en saturación. Puesto que R_L no aparece en la ecuación, el circuito se comporta como una fuente de corriente constante.

La Figura 20.31 muestra las ecuaciones que permiten realizar el análisis. Por ejemplo, si $V_{CC} = 15$, $v_{in} = 3$ V y $R = 1$ kΩ, la resistencia máxima de carga que se puede utilizar sin saturar el amplificador operacional es:

Figura 20.31 La fuente de corriente de Howland es un VCIS bidireccional.



$$R_{L(máx)} = \frac{1\text{ k}\Omega}{2}\left(\frac{15\text{ V}}{3\text{ V}} - 1\right) = 2\text{ k}\Omega$$

Ejemplo 20.8

Si la fuente de corriente del circuito de la Figura 20.28 tiene $R = 10$ kΩ, $v_{in} = 1$ V y $V_{CC} = 15$ V, ¿cuál es la corriente de salida? ¿cuál es la resistencia de carga máxima que se puede utilizar con este circuito si v_{in} puede ser tan grande como 10 V?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones de la Figura 20.28, la corriente de salida es:

$$i_{out} = \frac{1\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0{,}1\text{ mA}$$

La resistencia máxima de carga es:

$$R_{L(max)} = (10\text{ k}\Omega)\left(\frac{15\text{ V}}{10\text{ V}} - 1\right) = 5\text{ k}\Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 20.8 Cambie el valor de R a 2 kΩ y repita el Ejemplo 20.8.

Ejemplo 20.9

La fuente de corriente de Howland de la Figura 20.31 utiliza los siguientes valores de circuito: $R = 15$ kΩ, $v_{in} = 3$ V y $V_{CC} = 15$ V. ¿Cuál es la corriente de salida? ¿Cuál es la resistencia de car ga más grande que se puede usar con este circuito si la tensión máxima de entrada es de 9 V?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones de la Figura 20.31:

$$i_{out} = \frac{-3\text{ V}}{15\text{ k}\Omega} = -0{,}2\text{ mA}$$

La resistencia de carga máxima es:

$$R_{L(m\text{-}ax)} = \frac{15\text{ k}\Omega}{2}\left(\frac{15\text{ V}}{12\text{ V}} - 1\right) = 1{,}88\text{ k}\Omega$$

PROBLEMA PRÁCTICO 20.9 Repita el Ejemplo 20.9 con $R = 10$ kΩ.

20.9 Control automático de ganancia

CAG son las siglas correspondientes a **control automático de ganancia**. En muchas aplicaciones, como la radio y la televisión, es deseable que la ganancia de tensión varíe automáticamente cuando la señal de entrada varía. Específicamente, cuando la señal de entrada aumenta, queremos que la ganancia de tensión disminuya. De esta forma, la tensión del salida de un amplificador será aproximadamente constante. Una razón para desear disponer de un CAG en una radio o en una televisión es conseguir que el volumen no cambie de forma abrupta al cambiar de una emisora o canal a otro.

CAG de audio

La Figura 20.32 muestra un circuito CAG de audio. Q_1 es un JFET utilizado como resistencia controlada por tensión. Para funcionamiento en pequeña señal con tensiones de drenador próximas a cero, el JFET opera en la región óhmica y tiene una resistencia r_{ds} para señales de alterna (esto se ha explicado en la Sección 13.9). La r_{ds} de un JFET puede controlarse mediante la tensión de puerta. Cuanto más negativa sea la tensión de puerta, mayor será r_{ds}. Con un JFET como el 2N4861, r_{ds} puede variar desde 100 Ω hasta más de 10 MΩ.

R_3 y Q_1 definen un divisor de tensión cuya salida varía entre 0,001 v_{in} y v_{in}. Por tanto, la tensión de la entrada no inversora se encuentra entre 0,001 v_{in} y v_{in}, un rango de 60 dB. La tensión de salida del amplificador no inversor es $(R_2/R_1 + 1)$ veces esta tensión de salida.

En la Figura 20.32, la tensión de salida está acoplada a la base de Q_2. Para una salida de pico a pico menor que 1,4 V, Q_2 está cortado porque no hay ninguna polarización. Con Q_2 cortado, el condensador C_2 no se carga y la puerta de Q_1 está a un tensión $-V_{EE}$, una tensión lo suficientemente negativa como para cortar al JFET. Esto significa que la tensión máxima de entrada llega a la entrada no inversora. En otras palabras, una tensión de salida menor que 1,4 V pp implica que el circuito actúa como un amplificador de tensión no inversor con una señal de entrada máxima.

Cuando la tensión de salida pico a pico es mayor que 1,4 V, Q_2 conduce y carga al condensador C_2. Esto aumenta la tensión de puerta y disminuye r_{ds}. Con una r_{ds} más pequeña, la salida del divisor de tensión de R_3 y Q_1 disminuye y existe una tensión de entrada menor en la entrada no inversora. En otras palabras, la ganancia de tensión total del circuito disminuye cuando la tensión de salida pico a pico es mayor que 1,4 V.

Cuanto mayor es la tensión de salida, menor será la ganancia de tensión. De esta forma, la tensión de salida aumenta sólo ligeramente para incrementos grandes de la señal de entrada. Una razón para utilizar un CAG es reducir los incrementos repentinos del nivel de la señal y evitar así sobrecargar a un altavoz. Si está escuchando una radio, no deseará que un incremento inesperado del nivel de la señal le bombardee los oídos. En resumen, incluso aunque la tensión de entrada de la Figura 20.32 varíe en un rango de 60 dB, la salida de pico a pico sólo será ligeramente mayor que 1,4 V.

Figura 20.32 JFET utilizado como una resistencia controlada por tensión en un circuito CAG.

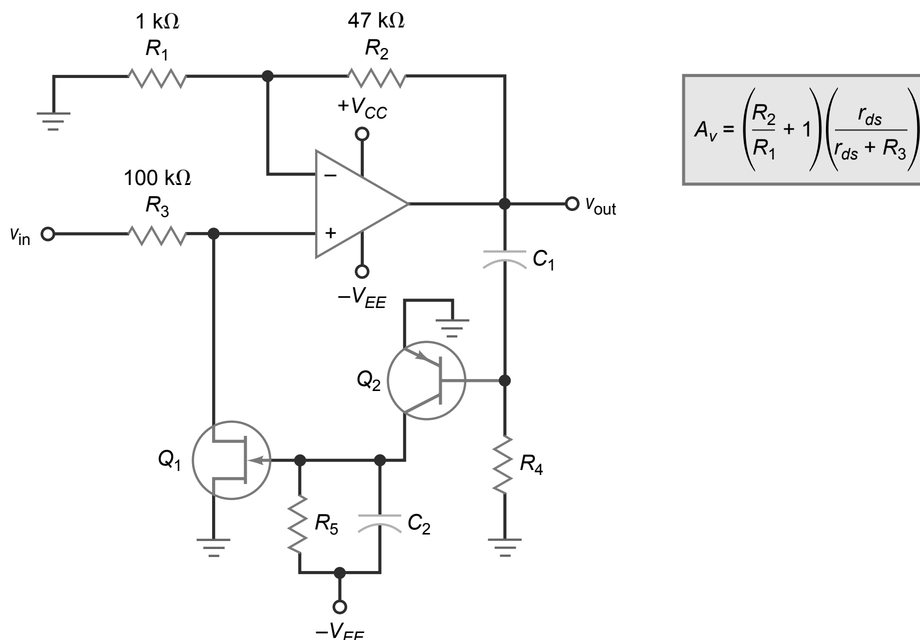
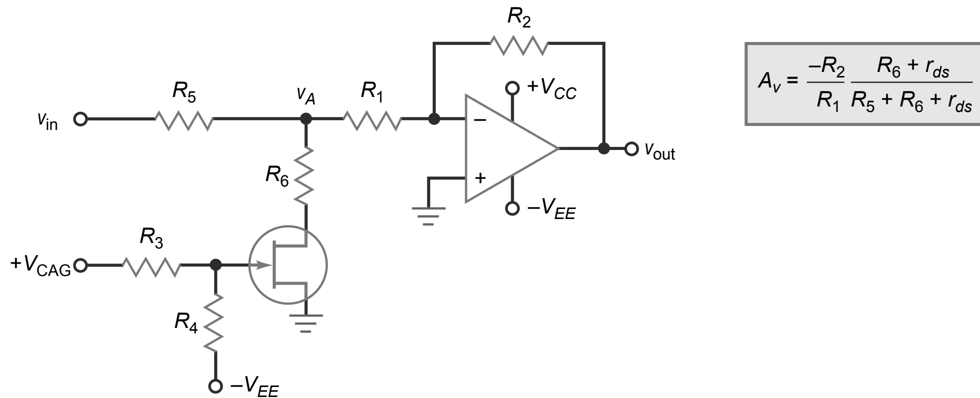


Figura 20.33 Circuito de control automático de ganancia (CAG) utilizado con señales de entrada pequeñas.



CAG de vídeo de bajo nivel

La señal de salida de una cámara de televisión contiene frecuencias desde 0 hasta unos 4MHz. Las frecuencias de este rango se denominan *frecuencias de vídeo*. La Figura 20.33 muestra una técnica estándar para el CAG de vídeo que se ha utilizado para frecuencias por encima de 10 MHz. En este circuito, el JFET actúa como una resistencia controlada por tensión. Cuando la tensión V_{CAG} es cero, el JFET se corta mediante la polarización negativa y su r_{ds} es máxima. A medida que la tensión V_{CAG} aumenta, la r_{ds} del JFET disminuye.

La tensión de entrada al amplificador inversor procede del divisor de tensión formado por R_5, R_6 y r_{ds}. Esta tensión está dada por:

$$v_A = \frac{R_6 + r_{ds}}{R_5 + R_6 + r_{ds}} v_{\text{in}}$$

La ganancia de tensión del amplificador inversor es:

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

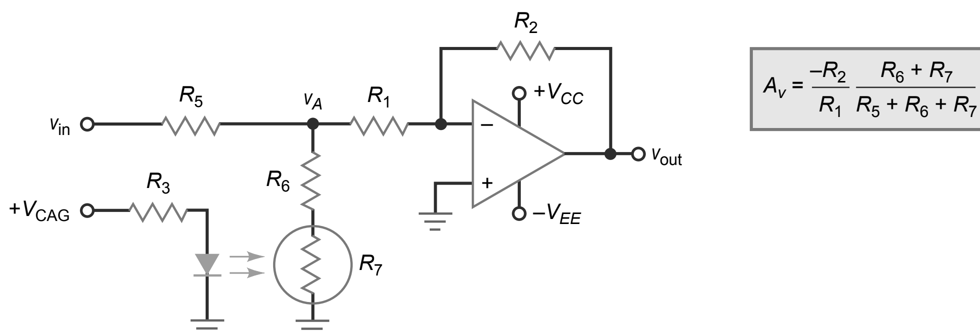
En este circuito, el JFET se comporta como una resistencia controlada por tensión. Cuanto más positiva es la tensión V_{CAG}, menor es el valor de r_{ds} y menor es la tensión de entrada al amplificador inversor. Esto significa que la tensión del CAG controla la ganancia de tensión total del circuito.

Con un amplificador operacional de ancha banda, el circuito funciona adecuadamente para señales de entrada de aproximadamente 100 mV. Por encima de este nivel, la resistencia del JFET pasa a depender del nivel de señal además de la tensión V_{CAG}. Esta situación no es deseable, ya que sólo la tensión del CAG debe controlar la ganancia de tensión total.

CAG de vídeo de alto nivel

Para las señales de vídeo de nivel alto, podemos reemplazar el JFET por una combinación de LED-fotorresistencia como se muestra en la Figura 20.34. La resistencia R_7 de la fotorresistencia disminuye cuando aumenta la

Figura 20.34 Circuito de control automático de ganancia utilizado con señales de entrada grandes.



cantidad de luz. Por tanto, cuanto mayor es la tensión del CAG, menor es el valor de R_7. Como antes, el divisor de tensión de entrada controla la cantidad de tensión que excita al amplificador de tensión inversor. Esta tensión está dada por:

$$v_A = \frac{R_6 + R_7}{R_5 + R_6 + R_7} v_{\text{in}}$$

El circuito puede manejar tensiones de entrada de nivel alto de hasta 10 V porque la resistencia de la fotocélula no se ve afectada por tensiones más altas y es una función sólo de V_{CAG}. También, existe prácticamente un aislamiento total entre la tensión V_{CAG} y la tensión de entrada v_{in}.

Ejemplo 20.10

Si r_{ds} varía entre 50 Ω y 120 kΩ en el circuito de la Figura 20.32, ¿cuál es la ganancia de tensión máxima? ¿Y la ganancia de tensión mínima?

SOLUCIÓN Utilizando los valores y las ecuaciones de la Figura 20.32, obtenemos que la ganancia de tensión máxima es:

$$A_v = \left(\frac{47\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} + 1\right)\frac{120\text{ k}\Omega}{120\text{ k}\Omega + 100\text{ k}\Omega} = 26{,}2$$

Y la ganancia de tensión mínima es:

$$A_v = \left(\frac{47\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} + 1\right)\frac{50\ \Omega}{50\ \Omega + 100\text{ k}\Omega} = 0{,}024$$

PROBLEMA PRÁCTICO 20.10 En el Ejemplo 20.10, ¿a qué valor debería disminuir r_{ds} para obtener una ganancia de tensión igual a 1?

20.10 Funcionamiento con una sola fuente de alimentación

Emplear fuentes de alimentación duales es la forma típica de alimentar a los amplificadores operacionales. Sin embargo, esto no siempre es necesario o incluso deseable en algunas aplicaciones. En esta sección se abordan los amplificadores inversor y no inversor que operan con una sola fuente de alimentación.

Amplificador inversor

La Figura 20.35 muestra un amplificador inversor con una única fuente de alimentación que puede emplearse con señales de alterna. La tensión de alimentación V_{EE} (pin 4) está conectada a tierra y un divisor de tensión aplica la mitad de la alimentación V_{CC} a la entrada no inversora. Puesto que las dos entradas están virtualmente cortocircuitadas, la entrada inversora tiene una tensión de reposo de aproximadamente $+0{,}5V_{CC}$.

En el circuito equivalente de continua, todos los condensadores son circuitos abiertos y el circuito es un seguidor de tensión que genera una tensión continua de salida de $+0{,}5V_{CC}$. Los *offsets* de entrada están minimizados porque la ganancia de tensión es igual a la unidad.

En el circuito equivalente de alterna, todos los condensadores están cortocircuitados y el circuito se comporta como un amplificador inversor con una ganancia de tensión de $-R_2/R_1$. La Figura 20.35 muestra las ecuaciones que permite realizar el análisis del circuito. Con ellas, podemos calcular las tres frecuencias de corte inferiores.

Se utiliza un condensador de desacoplo en la entrada no inversora, como se muestra en la Figura 20.35, lo que reduce el rizado de la tensión de alimentación y el ruido que aparece en la entrada no inversora. Para ser efectivo, la frecuencia de corte de este circuito de desacoplo debe ser mucho menor que la frecuencia de rizado de salida de la fuente de alimentación. Podemos calcular la frecuencia de corte de este circuito de desacoplo con la ecuación dada en la Figura 20.35.

Figura 20.35 Amplificador inversor con una sola fuente de alimentación.

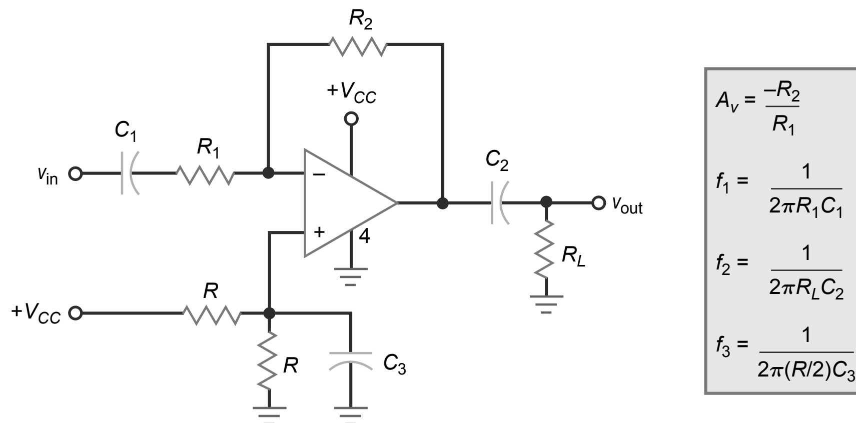
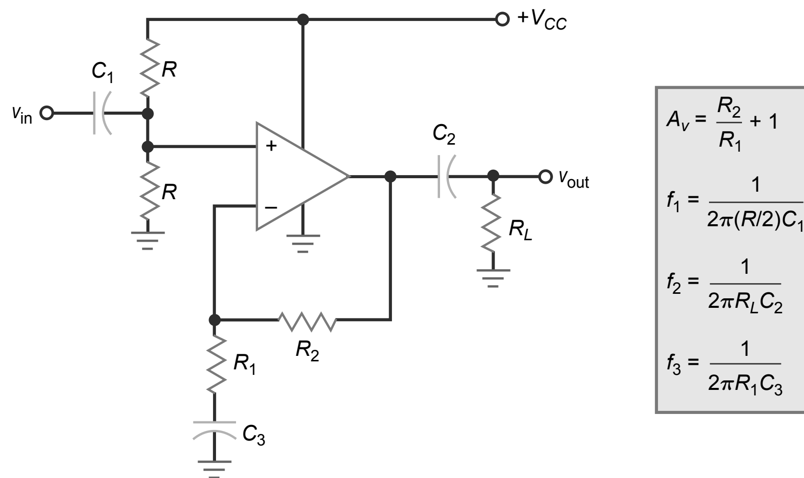


Figura 20.36 Amplificador no inversor con una sola fuente de alimentación.



Amplificador no inversor

En la Figura 20.36, sólo se está empleando una alimentación positiva. Para obtener la máxima excursión de salida, necesitamos polarizar la entrada no inversora con la mitad de la tensión de alimentación, lo que se ha hecho correctamente con un divisor de tensión cuyas resistencias son iguales. Esto produce una entrada continua de $+0{,}5V_{CC}$ en la entrada no inversora. Gracias a la realimentación negativa, la entrada inversora se autoeleva hasta el mismo valor.

En el circuito equivalente de continua, todos los condensadores son circuitos abiertos y el circuito tiene una ganancia de tensión igual a la unidad, lo que minimiza la tensión de *offset* de salida. La tensión continua de salida del amplificador operacional es $+0{,}5V_{CC}$, pero está bloqueada en la carga final mediante el condensador de acoplo de salida.

En el circuito equivalente de alterna, todos los condensadores están cortocircuitados. Cuando una señal de alterna excita al circuito, aparece una señal de salida amplificada en R_L. Si se emplea un amplificador operacional que proporciona una excursión máxima, la salida máxima pico a pico sin recortar es V_{CC}. La Figura 20.36 proporciona las ecuaciones para calcular las frecuencias de corte.

Amplificadores operacionales con una sola fuente de alimentación

Aunque podemos emplear amplificadores operacionales normales con una sola fuente de alimentación, como se muestra en las Figuras 20.35 y 20.36, existen algunos amplificadores operacionales que están optimizados para operar con una sola fuente de alimentación. Por ejemplo, el LM324 es un amplificador operacional cuádruple que elimina la necesidad de alimentaciones duales. Contiene cuatro amplificadores operacionales compensados in-

ternamente en un mismo encapsulado, cada uno de ellos con una ganancia de tensión en lazo abierto de 100 dB, una corriente de polarización de entrada de 45 nA, una corriente de *offset* de entrada de 5 nA y una tensión de *offset* de entrada de 2 mV. Funciona con una sola fuente de alimentación positiva que puede tener cualquier valor comprendido entre 3 y 32 V. Por esto, el LM324 es adecuado para utilizarlo como interfaz con circuitos digitales que trabajan con una sola fuente de alimentación de +5 V.

Resumen

SEC . 20.1 CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR INVERSOR

Los circuitos con amplificador inversor expuestos en esta sección incluyen una sonda de alta impedancia (X10 y X1), un amplificador de alterna acoplado y un circuito de ancho de banda ajustable.

SEC . 20.2 CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR NO INVERSOR

Los circuitos con amplificador no inversor expuestos en esta sección incluyen un amplificador de alterna acoplado, un amplificador distribuidor de audio, un amplificador conmutable controlado por JFET y una referencia de tensión.

SEC . 20.3 CIRCUITOS INVERSOR Y NO INVERSOR

Los circuitos vistos en esta sección son el inversor/no inversor conmutable, el inversor con JFET conmutador, el cambiador de signo, el circuito de ganancia ajustable y reversible, y el circuito desfasador.

SEC . 20.4 AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

Dos factores determinan el CMRR total de un amplificador diferencial: el CMRR de cada uno de los amplificadores operacionales y las resistencias adaptadas. La señal de entrada normalmente es una tensión diferencial pequeña y una tensión en modo común grande que procede de un puente de Wheatstone.

SEC . 20.5 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN

Un amplificador de instrumentación es un amplificador diferencial optimizado para proporcionar una ganancia de tensión alta, un alto CMRR, bajos *offsets* de entrada, baja deriva con la temperatura y una alta impedancia de entrada. Los amplificadores de instrumentación pueden construirse con el circuito clásico de tres amplificadores operacionales, utilizando amplificadores operacionales de precisión, o con un amplificador de instrumentación integrado.

SEC . 20.6 CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR SUMADOR

Los temas abordados en esta sección han sido el restador, el sumador en ambas entradas, el promediador y el convertidor D/A. El convertidor D/A se utiliza en multímetros digitales para medir tensiones, corrientes y resistencias.

SEC . 20.7 AUTOELEVADORES DE CORRIENTE

Cuando la corriente cortocircuitada de salida de un amplificador operacional es demasiado baja, una solución consiste en utilizar un intensificador de corriente en la salida del circuito. Típicamente, el circuito intensificador de corriente es un transistor cuya corriente de base es suministrada por el amplificador operacional. Gracias a la ganancia de corriente del transistor, la corriente de cortocircuito de salida aumenta en un factor β.

SEC . 20.8 FUENTES DE CORRIENTE CONTROLADAS POR TENSIÓN

Podemos construir fuentes de corriente que están controladas por una tensión de entrada. Las cargas pueden ser flotantes o estar conectadas a tierra. La corrientes de carga pueden ser unidireccionales o bidireccionales. La fuente de corriente de Howland es una fuente de corriente controlada por tensión bidireccional.

SEC . 20.9 CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA

En muchas aplicaciones deseamos que la ganancia de tensión de un sistema cambia de forma automática cuando sea necesario mantener una tensión de salida prácticamente constante. En los receptores de radio y de televisión, un circuito CAG impide que se produzcan variaciones importantes y repentinas en el volumen de salida de los altavoces.

SEC . 20.10 FUNCIONAMIENTO CON UNA SOLA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Aunque normalmente los amplificadores operacionales utilizan dos fuentes de alimentación, en algunas aplicaciones es preferible emplear una única fuente de alimentación. Cuando se necesitan amplificadores de alterna acoplados, pueden implementarse fácilmente amplificadores con una sola fuente de alimentación polarizando el lado sin señal del amplificador operacional con la mitad de la tensión de alimentación positiva. Algunos amplificadores operacionales están optimizados para funcionar con una sola fuente de alimentación.

Derivaciones

(20.3) Ganancia para los circuitos inversor y no inversor:

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{no})}$$

Véanse las Figuras 20.8 hasta 20.13. La ganancia de tensión total es la superposición de las ganancias de tensión inversora y no inversora. La utilizamos cuando la señal de entrada se aplica a ambas entradas.

(20.5) Ganancia de tensión en modo común:

$$A_{v(CM)} = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{no})}$$

Véanse las Figuras 20.14, 20.15 y 20.18. Esto es similar a la Ecuación (20.3) porque es la superposición de ganancias.

(20.7) Ganancia no inversora total:

$$A_{v(\text{non})} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_2'}{R_1' + R_2'}\right)$$

Véase la Figura 20.14. Es la ganancia de tensión del lado no inversor reducida según el factor del divisor de tensión.

(20.8) Ganancia en modo común para $R_1 = R_2$:

$$A_{v(CM)} = \pm 2\,\frac{\Delta R}{R}$$

Veánse las Figuras 20.15 y 20.18. Es la ganancia en modo común debida a las tolerancias de las resistencias cuando las resistencias del amplificador diferencial son iguales y están adaptadas.

(20.11) Puente de Wheatstone:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Véase la Figura 20.16*a*. Es la ecuación en situación de equilibrio del puente de Wheatstone.

(20.13) Puente de Wheatstone desequilibrado:

$$v_{\text{in}} \cong \frac{\Delta R}{4R}\,V_{CC}$$

Véase la Figura 20.17. Esta ecuación es válida para pequeñas variaciones de la resistencia del transductor.

(20.16) Amplificador de instrumentación:

$$A_v = \frac{2R_2}{R_G} + 1$$

Véanse las Figuras 20.18 y 20.20. Se trata de la ganancia de tensión de la primera etapa del amplificador de instrumentación clásico con tres amplificadores operacionales.

(20.18) Equivalente binario-decimal:

$$\text{BIN} = (D_0 \times 2^0) + (D_1 \times 2^1) + (D_2 \times 2^2) + (D_3 \times 2^3)$$

(20.19) Tensión de salida en escalera R/2R:

$$V_{\text{out}} = -\left(\frac{\text{BIN}}{2^{\text{N}}} \times 2V_{\text{ref}}\right)$$

(20.21) Circuito intensificador de corriente:

$$I_{\text{máx}} = \beta_{\text{dc}} I_{SC}$$

Véanse las Figuras 20.26 a 20.30. La corriente de cortocircuito aumenta de acuerdo con la ganancia de corriente de un transistor montado entre el amplificador operacional y la carga.

(20.23) Fuentes de corriente controladas por tensión:

$$i_{\text{out}} = \frac{v_{\text{in}}}{R}$$

Véanse las Figuras 20.28 a 20.31. En las fuentes de corriente controladas por tensión, la tensión de entrada se convierte en una corriente de salida constante.

Cuestiones

1. **En un circuito lineal con amplificador operacional,**
   a. las señales son siempre ondas sinusoidales
   b. el amplificador operacional no entra en saturación
   c. la impedancia de entrada idealmente es infinita
   d. el producto ganancia-ancho de banda es constante
2. **En un amplificador de alterna que utiliza un amplificador operacional con condensadores de acoplo y de desacoplo, la tensión de *offset* de salida es**
   a. cero
   b. mínima
   c. máxima
   d. no varía
3. **Para utilizar un amplificador operacional, se necesita al menos**
   a. una tensión de alimentación
   b. dos tensiones de alimentación
   c. un condensador de acoplo
   d. un condensador de desacoplo
4. **Una fuente de corriente controlada construida con amplificadores operacionales, se comporta como un**
   a. amplificador de tensión
   b. convertidor de corriente-tensión
   c. convertidor de tensión-corriente
   d. amplificador de corriente
5. **Un amplificador de instrumentación tiene**
   a. una alta impedancia de salida
   b. una alta ganancia de potencia
   c. un CMRR alto
   d. una alta tensión de alimentación
6. **Un circuito intensificador de corriente en la salida de un amplificador operacional aumentará la corriente de cortocircuito de acuerdo con**
   a. $A_{v(CL)}$ b. β_{dc}
   c. f_{unidad} d. A_v
7. **Dada una tensión de referencia de +2,5 V, podemos obtener una referencia de tensión de +15 V utilizando un**
   a. amplificador inversor
   b. amplificador no inversor
   c. amplificador diferencial
   d. amplificador de instrumentación
8. **En un amplificador diferencial, el CMRR está limitado principalmente por**
   a. el CMRR del amplificador operacional
   b. el producto ganancia-ancho de banda
   c. las tensiones de alimentación
   d. la tolerancia de las resistencias
9. **La señal de entrada para un amplificador de instrumentación normalmente procede de**
   a. un amplificador inversor

b. una resistencia
c. un amplificador diferencial
d. un puente de Wheatstone

10. En el amplificador de instrumentación clásico de tres amplificadores operacionales, la ganancia de tensión diferencial normalmente es generada por
a. la primera etapa
b. la segunda etapa
c. las resistencias desadaptadas
d. el amplificador operacional de salida

11. La excitación de guarda reduce
a. el CMRR de un amplificador de instrumentación
b. la corriente de fugas del cable apantallado
c. la ganancia de tensión de la primera etapa
d. la tensión de entrada en modo común

12. En un circuito promediador, las resistencias de entrada son
a. iguales a la resistencia de realimentación
b. más pequeñas que la resistencia de realimentación
c. más grandes que la resistencia de realimentación
d. distintas

13. Un convertidor D/A es una aplicación del
a. circuito con ancho de banda ajustable
b. amplificador no inversor
c. convertidor de tensión-corriente
d. amplificador sumador

14. En una fuente de corriente controlada por tensión,
a. no se utiliza nunca un circuito intensificador de corriente
b. la carga siempre es flotante
c. una fuente de corriente constante excita a la carga
d. la corriente de carga es igual a I_{SC}

15. La fuente de corriente de Howland produce una
a. corriente de carga flotante unidireccional
b. corriente de carga de un único terminal bidireccional
c. corriente de carga de un único terminal unidireccional
d. corriente de carga flotante bidireccional

16. El propósito de un circuito de control automático de ganancia es
a. aumentar la ganancia de tensión cuando la señal de entrada aumenta
b. convertir tensión en corriente
c. mantener la tensión de salida casi constante
d. reducir el CMRR del circuito

17. 1 ppm es equivalente al
a. 0,1 por ciento
b. 0,01 por ciento
c. 0,001 por ciento
d. 0,0001 por ciento

18. Un transductor de entrada convierte
a. tensión en corriente
b. corriente en tensión
c. una magnitud eléctrica en una magnitud no eléctrica
d. una magnitud no eléctrica en una magnitud eléctrica

19. Un termistor convierte
a. luz en una resistencia
b. temperatura en una resistencia
c. tensión en sonido
d. corriente en tensión

20. Cuando obtenemos una resistencia por corte con láser,
a. hacemos un ajuste fino
b. reducimos su valor
c. aumentamos su valor
d. hacemos un ajuste grueso

21. Un convertidor D/A con cuatro entradas tiene
a. dos valores de salida
b. cuatro valores de salida
c. ocho valores de salida
d. dieciséis valores de salida

22. Un amplificador operacional con una excursión máxima de salida
a. tiene una salida con una corriente intensificada
b. puede variar en el rango completo de la tensión de alimentación
c. tiene una alta impedancia de salida
d. no puede ser menor que 0 V

23. En un circuito CAG, un JFET se comporta como
a. un conmutador
b. una fuente de corriente controlada por tensión
c. una resistencia controlada por tensión
d. una capacidad

24. Si un amplificador operacional tiene sólo una tensión de alimentación positiva, su salida no puede ser
a. ser negativa
b. ser cero
c. ser igual a la tensión de alimentación
d. estar acoplada en alterna

Problemas

SEC . 20.1 CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR INVERSOR

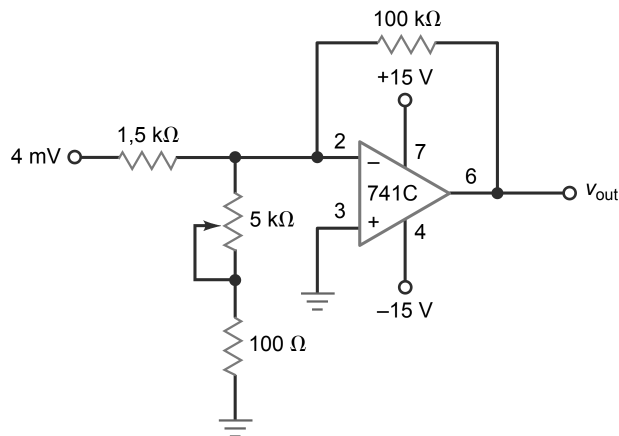
20.1 En la sonda del circuito de la Figura 20.1, $R_1 = 10$ MΩ, $R_2 = 20$ MΩ, $R_3 = 15$ kΩ, $R_4 = 15$ kΩ y $R_5 = 75$ kΩ. ¿Cuál es la atenuación de la sonda para cada una de las posiciones del conmutador?

20.2 en el amplificador de alterna inversor de la Figura 20.2, $R_1 = 1.5$ kΩ, $R_f = 75$ kΩ, $R_L = 15$ kΩ, $C_1 = 1\ \mu$F, $C_2 = 4.7\ \mu$F y $f_{unidad} = 1$ MHz. ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda media de frecuencias del amplificador? ¿Cuáles son las frecuencias de corte superior e inferior?

20.3 En el circuito con ancho de banda ajustable de la Figura 20.3, $R_1 = 10$ kΩ y $R_f = 180$ kΩ. Si la resistencia de 100 Ω se cambia por otra de 130 Ω y la resistencia variable es 25 kΩ, ¿cuál será la ganancia de tensión? ¿Y los valores máximo y mínimo del ancho de banda si $f_{unidad} = 1$ MHz?

20.4 ¿Cuál es la tensión de salida en la Figura 20.37? ¿Cuáles son los valores máximo y mínimo del ancho de banda? (Utilice $f_{unidad} = 1$ MHz.)

Figura 20.37



SEC. 20.2 CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR NO INVERSOR

20.5 En la Figura 20.4, $R_1 = 2$ kΩ, $R_f = 82$ kΩ, $R_L = 25$ kΩ, $C_1 = 2{,}2$ μF, $C_2 = 4.7$ μF y $f_{unidad} = 3$ MHz. ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda media de frecuencias del amplificador? ¿Cuáles son las frecuencias de corte superior e inferior?

20.6 ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda media de frecuencias del circuito de la Figura 20.38? ¿Cuáles son las frecuencias de corte superior e inferior?

20.7 En el amplificador distribuidor de la Figura 20.5, $R_1 =$ 2 kΩ, $R_f = 100$ kΩ y $v_{in} = 10$ mV. ¿Cuál es la tensión de salida en *A*, *B* y *C*?

20.8 El amplificador con JFET conmutador de la Figura 20.6 tiene los valores siguientes: $R_1 = 91$ kΩ, $R_f = 12$ kΩ y $R_2 = 1$ kΩ. Si $v_{in} = 2$ mV, ¿cuál es la tensión de salida cuando la puerta está a nivel bajo? ¿Y cuando está a nivel alto?

20.9 Si $V_{GS(off)} = -5$ V, ¿cuáles son los valores máximo y mínimo de la tensión de salida en el circuito de la Figura 20.39?

20.10 La referencia de tensión de la Figura 20.7 se modifica de modo que $R_1 = 10$ kΩ y $R_f = 10$ kΩ. ¿Cuál es la nueva tensión de referencia de salida?

SEC . 20.3 CIRCUITOS INVERSOR Y NO INVERSOR

20.11 En el inversor ajustable de la Figura 20.10, $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 = 10$ kΩ. ¿Cuál es la ganancia máxima positiva? ¿Y la ganancia máxima negativa?

20.12 ¿Cuál es la ganancia de tensión en el circuito de la Figura 20.11 si el cursor se encuentra en el extremo puesto a tierra? ¿Y cuando se encuentra a una distancia del extremo puesto a tierra que es igual al 10% del recorrido?

20.13 En la Figura 20.12 se utilizan resistencias de precisión. Si $R = 5$ kΩ, $nR = 75$ kΩ y $nR/(n-1)R = 5{,}36$ kΩ, ¿cuáles son los valores máximos positivo y negativo de la ganancia?

20.14 En el circuito desfasador de la Figura 20.13, $R' = 10$ kΩ, $R = 22$ kΩ y $C = 0.02$ μF. ¿Cuál es el desfase cuando la frecuencia de entrada es igual a 100 Hz? ¿Y cuando es 1 kHz? ¿Y cuando es 10 kHz?

SEC . 20.4 AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

20.15 El amplificador diferencial de la Figura 20.14 tiene los valores siguientes: $R_1 = 1{,}5$ kΩ y $R_2 = 30$ kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión diferencial? ¿Y la ganancia en modo común? (Tolerancia de las resistencias = ±0,1 por ciento).

20.16 En la Figura 20.15, $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 = 20$ kΩ. ¿Cuál es la ganancia de tensión diferencial? ¿Y la ganancia en modo común? (Tolerancia de las resistencias = ±1 por ciento).

20.17 En el puente de Wheatstone de la Figura 20.16, $R_1 =$ 10 kΩ, $R_2 = 20$ kΩ, $R_3 = 20$ kΩ, y $R_4 = 10$ kΩ. ¿Está el puente equilibrado?

Figura 20.38

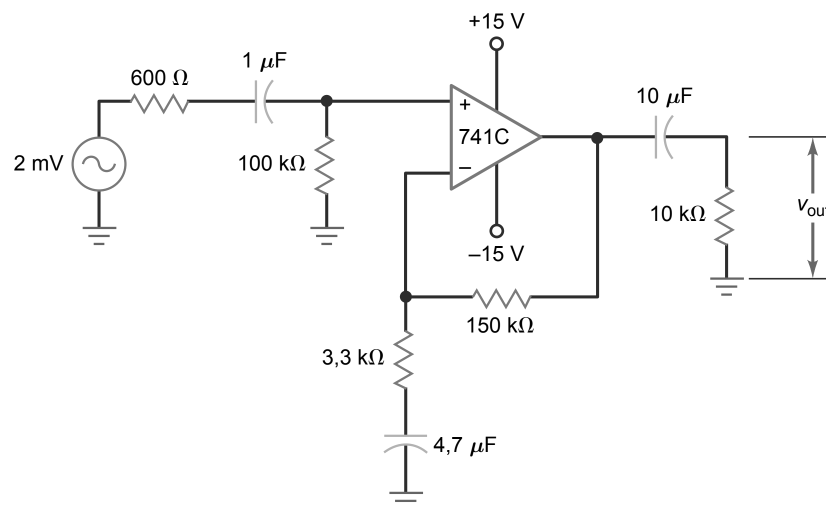
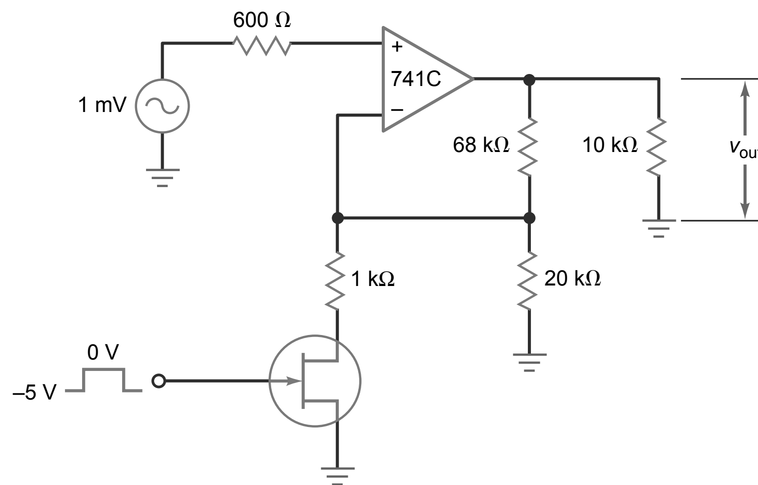


Figura 20.39



20.18 En la aplicación típica de la Figura 20.17, la resistencia del transductor cambia a 985 Ω. ¿Cuál es la tensión de salida final?

SEC. 20.5 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN

20.19 En el amplificador de instrumentación de la Figura 20.18, $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 = 99$ Ω ¿Cuál será la tensión de salida si $v_{in} = 2$ mV? Si se utilizan tres amplificadores operacionales OP-07A y $R = 10$ kΩ $\pm$ 0,5 por ciento, ¿cuál es el CMRR del amplificador de instrumentación?

20.20 En la Figura 20.19, $v_{in(CM)} = 5$ V. Si $R_3 = 10$ kΩ, ¿a qué es igual la tensión de guarda?

20.21 El valor de R_G se cambia a 1008 Ω en el circuito de la Figura 20.20. ¿Cuál es la tensión de salida diferencial si la tensión de entrada diferencial es igual a 20 mV?

SEC. 20.6 CIRCUITOS CON AMPLIFICADOR SUMADOR

20.22 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 20.21 si $R = 10$ kΩ, $v_1 = -50$ mV y $v_2 = -30$ mV?

20.23 En el circuito sumador de la Figura 20.22, $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 20$ kΩ, $R_3 = 15$ kΩ, $R_4 = 15$ kΩ, $R_5 = 30$ kΩ y $R_f = 75$ kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida si $v_0 = 1$ mV, $v_1 = 2$ mV, $v_2 = 3$ mV y $v_3 = 4$ mV?

20.24 El circuito promediador de la Figura 20.23 tiene $R = 10$ kΩ. ¿Cuál es la salida si $v_1 = 1{,}5$ V, $v_2 = 2{,}5$ V y $v_3 = 4{,}0$ V?

20.25 El convertidor D/A de la Figura 20.24 tiene una entrada de $v_0 = 5$ V, $v_1 = 0$, $v_2 = 5$ V y $v_3 = 0$. ¿Cuál es la tensión de salida?

20.26 En la Figura 20.25, si el número de entradas binarias se amplía hasta ocho y D_7 hasta D_0 es igual a 10100101, determine el valor de entrada equivalente decimal, BIN.

20.27 En la Figura 20.25, si las entradas binarias se amplían a D_7 hasta D_0 y tienen el valor 01100110, ¿cuál será la tensión de salida?

20.28 En el circuito de la Figura 20.25, utilizando una tensión de referencia de entrada de 2,5 V, determine el escalón incremental más pequeño de tensión de salida.

Figura 20.40

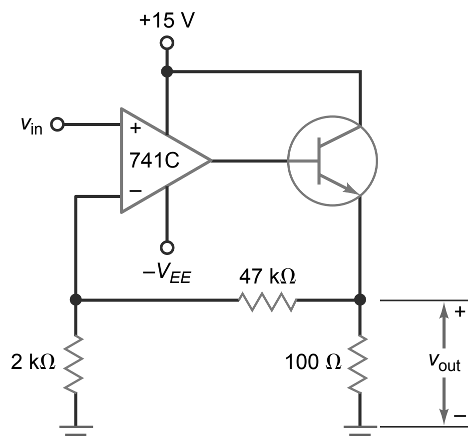
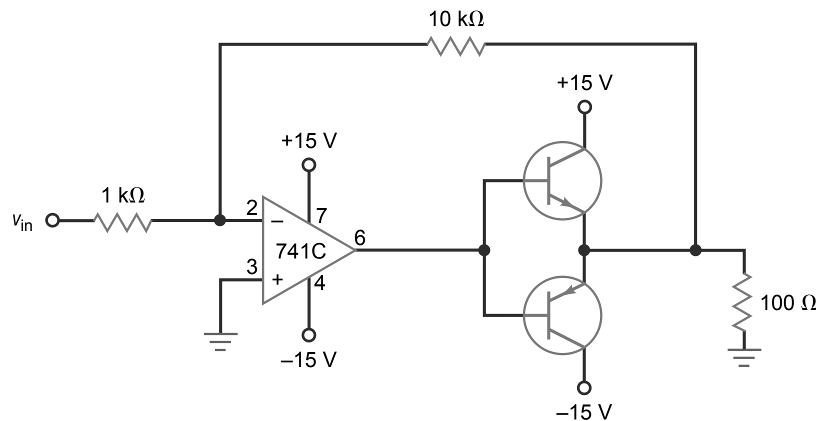


Figura 20.41



SEC. 20.7 INTENSIFICADORES DE CORRIENTE

20.29 El amplificador no inversor de la Figura 20.40 proporciona una salida de corriente intensificada. ¿Cuál es la ganancia de tensión del circuito? Si el transistor tiene una ganancia de corriente de 100, ¿cuál es la corriente de cortocircuito de salida?

20.30 ¿Cuál es la ganancia de tensión del circuito de la Figura 20.41? Si los transistores tienen una ganancia de corriente de 125, ¿cuál es la corriente de cortocircuito de salida?

SEC. 20.8 FUENTES DE CORRIENTE CONTROLADAS POR TENSIÓN

20.31 ¿Cuál es la corriente por la carga en el circuito de la Figura 20.42*a*? ¿Y a resistencia de carga máxima que puede utilizarse sin saturar al amplificador operacional?

20.32 Calcule la corriente de salida en el circuito de la Figura 20.42*b*. Obtenga también el valor máximo de la resistencia de carga.

20.33 Si $R = 10$ kΩ y $v_{CC} = 15$ V en la fuente de corriente controlada por tensión de la Figura 20.30, ¿cuál será la corriente de salida cuando la tensión de entrada es igual a 3 V? ¿Y el valor máximo de la resistencia de carga?

20.34 La fuente de corriente de Howland de la Figura 20.31 tiene $R = 2$ kΩ y $R_L = 500$ Ω. ¿Cuál es la corriente de salida cuando la tensión de entrada es igual a 6 V? ¿Cuál es la resistencia de carga máxima que se puede utilizar con este circuito si la tensión de entrada nunca es mayor que 7,5 V? (Utilice tensiones de alimentación de ±15 V.)

Figura 20.42

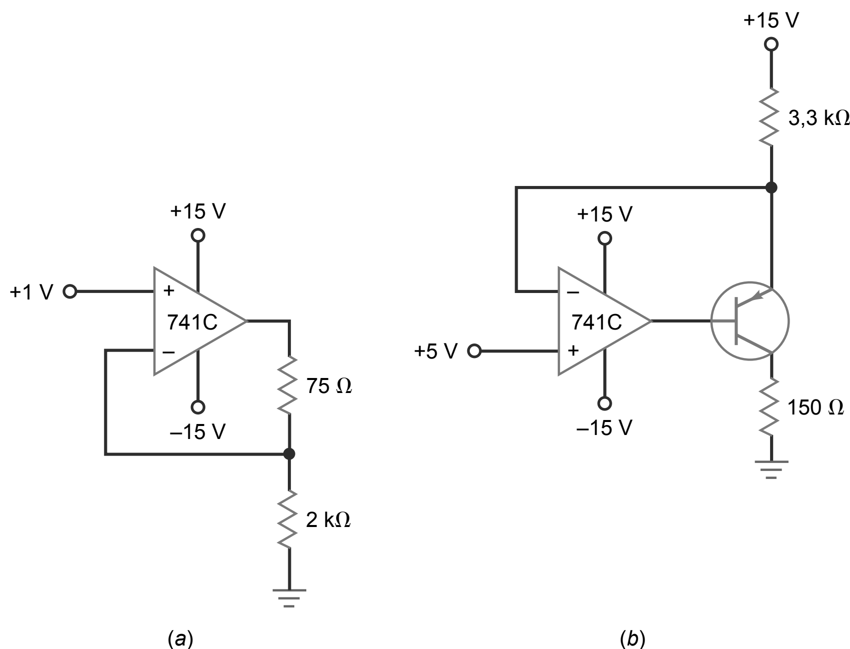
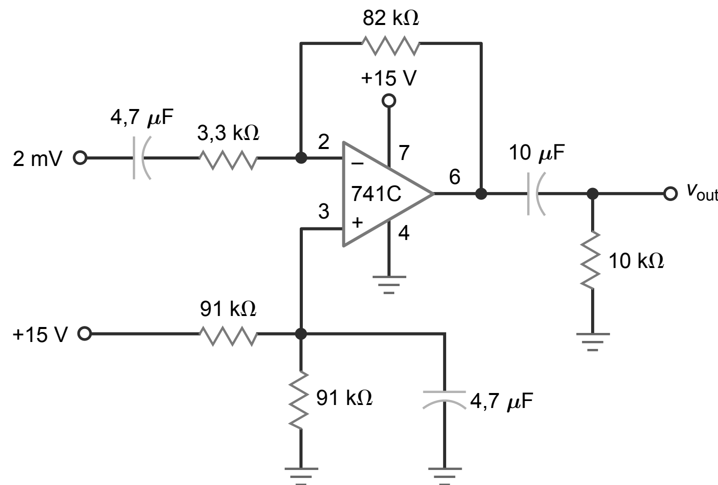


Figura 20.43



SEC. 20.9 CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA

20.35 En el circuito CAG de la Figura 20.32, $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 100$ kΩ y $R_4 = 10$ kΩ. Si r_{ds} puede variar entre 200 Ω y 1 MΩ, ¿cuál es la mínima ganancia de tensión del circuito? ¿Y la máxima?

20.36 En el circuito CAG de bajo nivel de la Figura 20.33, $R_1 = 5{,}1$ kΩ, $R_2 = 51$ kΩ, $R_5 = 68$ kΩ y $R_6 = 1$ kΩ. Si r_{ds} puede variar entre 120 Ω y 5 MΩ, ¿cuál es la ganancia de tensión mínima del circuito? ¿Y la máxima?

20.37 En el circuito CAG de alto nivel de la Figura 20.34, $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ, $R_5 = 75$ kΩ y $R_6 = 1{,}2$ kΩ. Si R_7 puede variar entre 180 Ω y 10 MΩ, ¿cuál es la mínima ganancia del circuito? ¿Y la máxima?

20.38 ¿Cuál es la ganancia de tensión en el amplificador inversor con una única tensión de alimentación de la Figura 20.43? ¿Y las tres frecuencias de corte inferiores?

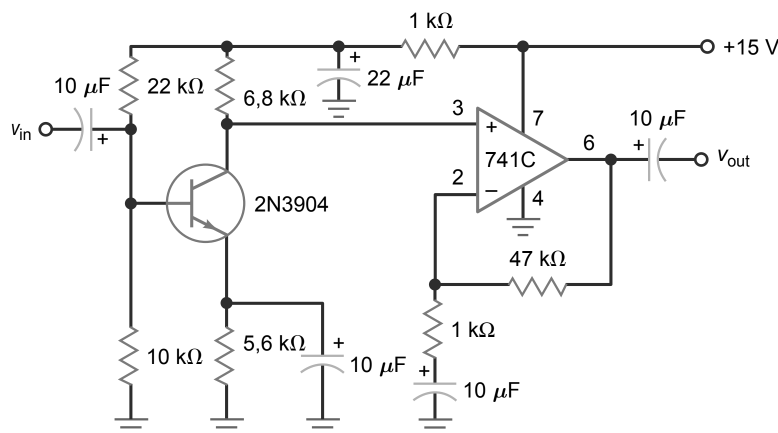
20.39 En el amplificador no inversor con una única fuente de alimentación de la Figura 20.36, $R = 68$ kΩ, $R_1 = 1{,}5$ kΩ, $R_2 = 15$ kΩ, $R_L = 15$ kΩ, $C_1 = 1$ μF, $C_2 = 2{,}2$ μF y $C_3 = 3{,}3$ μF. ¿Cuál es la ganancia de tensión? ¿Y las tres frecuencias de corte inferiores?

Pensamiento crítico

20.40 Cuando se conmuta entre las posiciones del interruptor del circuito de la Figura 20.8, hay un breve período de tiempo en el que el interruptor está temporalmente abierto. ¿cuál es la tensión de salida en ese instante? ¿Cómo se podría impedir que esto ocurra?

20.41 Un amplificador inversor tiene $R_1 = 1$ kΩ y $R_f = 100$ kΩ. Si estas resistencias tienen una tolerancia del ±1 por ciento, ¿cuál es la máxima ganancia de tensión posible? ¿Y la mínima?

Figura 20.44



20.42 ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda media de frecuencias del circuito mostrado en la Figura 20.44?

20.43 Los transistores de la Figura 20.41 tienen $\beta_{dc} = 50$. Si la tensión de entrada es 0,5 V, ¿cuál será la corriente de base en el transistor que conduce?

Detección de averías

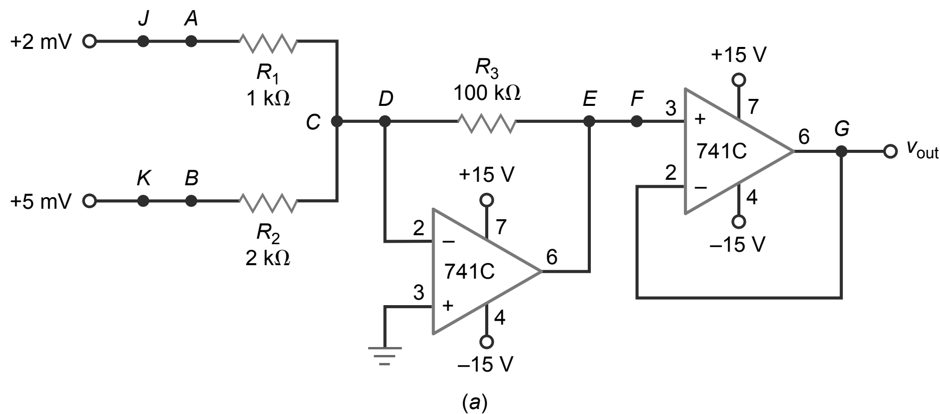
Utilice la Figura 20.45 para los restantes problemas. Cualquier resistencia puede ser un circuito abierto o un cortocircuito. Además, los cables de conexión CD, EF, JA o KB pueden estar en circuito abierto. Los valores de las tensiones se especifican en milivoltios a menos que se indique otra cosa.

20.44 Localizar las averías *T*1 hasta *T*3.

20.45 Localizar las averías *T*4 hasta *T*6.

20.46 Localizar las averías *T*7 hasta *T*10.

Figura 20.45



(*a*)

Detección de averías

Avería	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	V_G
OK	2	5	0	0	450	450	450
*T*1	2	5	0	0	450	0	0
*T*2	2	5	0	0	200	200	200
*T*3	2	5	2	2	–13,5 V	–13,5 V	–13,5 V
*T*4	2	0	0	0	200	200	200
*T*5	2	5	3	0	0	0	0
*T*6	0	5	0	0	250	250	250
*T*7	2	5	3	3	–13,5 V	–13,5 V	–13,5 V
*T*8	2	5	0	0	250	250	250
*T*9	2	5	0	0	0	0	0
*T*10	2	5	5	5	–13,5 V	–13,5 V	–13,5 V

(*b*)

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un esquemático de un amplificador inversor de alterna acoplado que tenga una ganancia de tensión de 100. Explique la teoría de funcionamiento.
2. Dibuje un esquemático de un amplificador diferencial construido con un amplificador operacional. ¿Cuáles son los factores que determinan el CMRR?
3. Dibuje un esquemático del amplificador de instrumentación clásico con tres amplificadores operacionales. Explique qué hace la primera etapa con las señales diferencial y en modo común.
4. ¿Por qué el amplificador de instrumentación tiene más de una etapa?
5. Ha diseñado un circuito con amplificador operacional simple para una determinada aplicación. Durante la fase de pruebas inicial, toca el amplificador operacional y comprueba que está muy caliente. Suponiendo que el circuito se ha montado correctamente, ¿cuál será el problema más probable y qué puede hacer para corregirlo?
6. Explique cómo se utiliza un amplificador inversor en una sonda (X10 y X1) de alta impedancia.
7. En el circuito de la Figura 20.1, ¿por qué la sonda ve una alta impedancia? Explique cómo se calcula la ganancia de tensión para cada una de las posiciones del interruptor.
8. ¿Qué puede decirme acerca de la salida analógica de un convertidor D/A cuando se compara con la entrada digital?
9. Desea construir un equipo portátil con amplificador operacional que funcione con una sola batería de 9 V utilizando un 741C. Dígame una forma de hacer esto. Cómo habría que modificar el circuito si se requiere una respuesta en continua?
10. ¿Cómo se podría incrementar la corriente de salida de un amplificador operacional?
11. ¿Por qué no se necesita ninguna resistencia o diodo de polarización en el circuito de la Figura 20.27?
12. Cuando se trabaja con amplificadores operacionales, a menudo se emplea el término *excursión máxima*, como por ejemplo *amplificador con excursión máxima.* ¿A qué se está haciendo referencia con este término?
13. ¿Puede funcionar un 741 con una única fuente de alimentación? En caso afirmativo, explique que se necesitaría para un amplificador inversor.

Respuestas al autotest

1. b
2. b
3. a
4. c
5. c
6. b
7. b
8. d
9. d
10. a
11. b
12. c
13. d
14. c
15. b
16. c
17. d
18. d
19. b
20. a
21. d
22. b
23. c
24. a

Respuestas a los problemas prácticos

20.2 $R_2 = 60$ kΩ

20.3 N = 7,5; nR = 1,154 kΩ

20.4 $A_v = 51$; $A_{v(CM)} = 0{,}002$;
$V_{out} = -510$ mV;
$V_{out(CM)} = \pm 20$ mV

20.5 $A_{v1} = -1$; $A_{v2} = -0{,}5$;
$A_{v3} = -1{,}06$; $A_{v4} = -0{,}798$

20.6 V_{out} máxima $= -9{,}375$ V; V_{out} mínima $= -0{,}625$ V

20.7 $A_v = -27$; $z_{out(CL)} = 0{,}021$ Ω;
$I_{máx} = 2{,}5$ A

20.8 $i_{out} = 0{,}5$ mA; $R_{L(máx)} = 1$ kΩ

20.9 $i_{out} = -0{,}3$ mA; $R_{L(máx)} = 1{,}25$ kΩ

20.10 $r_{ds} = 2{,}13$ kΩ

Capítulo 21

Filtros activos

Casi todos los sistemas de comunicaciones utilizan filtros. Un filtro deja pasar una banda de frecuencias a la vez que rechaza otra. Un filtro puede ser pasivo o activo. Los **filtros pasivos** se construyen empleando resistencias, condensadores y bobinas. Generalmente, se utilizan para frecuencias por encima de 1 MHz, no tienen ganancia de potencia y son relativamente difíciles de sintonizar. Los **filtros activos** se construyen utilizando resistencias, condensadores y amplificadores operacionales. Son útiles para frecuencias por debajo de 1 MHz, tienen ganancia de potencia y son relativamente fáciles de ajustar. Los filtros pueden separar las señales deseadas de las no deseadas, bloquear las señales de interferencias, mejorar el sonido y el vídeo, y modificar las señales de muchas otras formas.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Describir las cinco respuestas básicas de los filtros.
- Describir la diferencia entre los filtros pasivos y activos.
- Diferenciar entre las respuestas ideales y aproximadas.
- Explicar la terminología que se emplea con los filtros, incluyendo los términos banda de paso, banda eliminada, corte, *Q*, rizado y orden.
- Determinar el orden de los filtros pasivos y activos.
- Exponer las razones por las que en ocasiones se conectan en cascada etapas de filtro y describir los resultados.

Contenido del capítulo

Vocabulario

aproximación de Bessel
aproximación de Butterworth
aproximación de Chebyshev
aproximación elíptica
aproximación inversa de Chebyshev
atenuación
banda de paso
banda eliminada
desplazamiento de fase lineal
factor de amortiguamiento
factor de escalado de frecuencia
filtro bicuadrático paso bajo/paso banda
filtro de banda ancha
filtro de banda eliminada
filtro de banda estrecha
filtro de hendidura de Sallen-Key de segundo orden
filtro de Sallen-Key con componentes iguales
filtro de variable de estado
filtro paso alto
filtro paso bajo
filtro paso bajo de Sallen-Key
filtro paso banda
filtro paso todo
filtros activos
filtros pasivos
frecuencia de corte
frecuencia de polo (f_p)
igualador de retardo
media geométrica
monotónico
orden de un filtro
polos
predistorsión
realimentación múltiple
transición

21.1 Respuestas ideales

En este capítulo se muestra una amplia variedad de filtros pasivos y activos. En la Sección 21.4 se cubre la terminología básica utilizada con los filtros, así como las etapas de primer orden. La Sección 21.5 y siguientes contienen análisis detallados de los circuitos de filtros de orden superior.

La *respuesta en frecuencia de un filtro* es la gráfica de su ganancia de tensión en función de la frecuencia. Existen cinco tipos de filtros: *paso bajo, paso alto, paso banda, banda eliminada* y *paso todo*. En esta sección se explica la respuesta ideal de cada uno de ellos. En la siguiente sección se describen las aproximaciones para estas respuestas ideales.

Filtro paso bajo

La Figura 21.1 muestra la respuesta en frecuencia ideal de un **filtro paso bajo**. Un filtro paso bajo deja pasar todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte y bloquea todas las frecuencias por encima de la frecuencia de corte.

En un filtro paso bajo, las frecuencias entre cero y la frecuencia de corte definen la **banda de paso**. Las frecuencias por encima de la frecuencia de corte definen la **banda eliminada**. La región comprendida entre la banda de paso y la banda eliminada se denomina zona de **transición**. Un filtro paso bajo ideal tiene una *atenuación* (pérdida de señal) de cero en la banda de paso, una atenuación infinita en la banda eliminada y una transición vertical.

Un comentario más: el filtro paso bajo ideal tiene un desplazamiento de fase de cero para todas las frecuencias de la banda de paso. Este parámetro es importante cuando la señal de entrada no es sinusoidal. Cuando un filtro tiene un desplazamiento de fase de cero, la forma de una señal no sinusoidal se conserva cuando pasa a través del filtro. Por ejemplo, si la señal de entrada es una onda cuadrada, tendrá una frecuencia fundamental y armónicos. Si la frecuencia fundamental y todos los armónicos significativos (aproximadamente los 10 primeros) están dentro de la banda de paso, la onda cuadrada tendrá aproximadamente la misma forma a la salida.

Filtro paso alto

La Figura 21.2 muestra la respuesta en frecuencia ideal de un **filtro paso alto**. Un filtro paso alto bloquea todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte y deja pasar todas las frecuencias por encima de la frecuencia de corte.

Con un filtro paso alto, las frecuencias entre cero y la frecuencia de corte definen la banda eliminada. Las frecuencias por encima de la frecuencia de corte definen la banda de paso. Un filtro paso alto ideal tiene una atenuación infinita en la banda eliminada, una atenuación de cero en la banda de paso y una transición vertical.

Filtro paso banda

Un **filtro paso banda** resulta útil cuando deseamos sintonizar una señal de radio o de televisión. También es útil en los equipos de comunicaciones telefónicas, para separar diferentes conversaciones telefónicas que se están transmitiendo simultáneamente a través del mismo camino de comunicación.

La Figura 21.3 muestra la respuesta en frecuencia ideal de un filtro paso banda. En este caso, se bloquean todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte inferior , todas las frecuencias comprendidas entre la fre-

Figura 21.1 Respuesta ideal del filtro paso bajo.

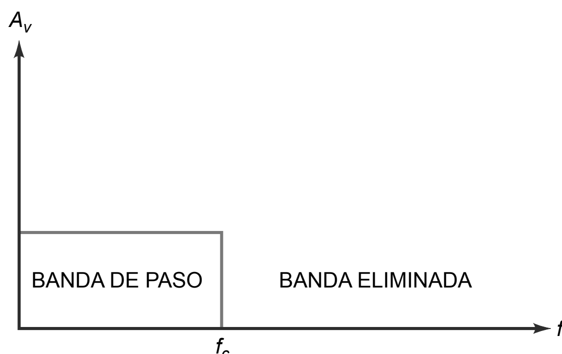
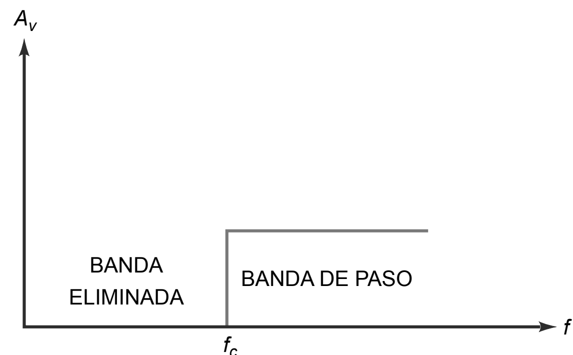


Figura 21.2 Respuesta ideal del filtro paso alto.



cuencia de corte inferior y la frecuencia de corte superior se dejan pasar y, por último, se bloquean todas las frecuencias por encima de la frecuencia de corte superior.

En un filtro paso banda, la banda de paso comprende todas las frecuencias entre la frecuencia de corte inferior y la frecuencia de corte superior. Las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte inferior y por encima de la frecuencia de corte superior definen la banda eliminada. Un filtro paso banda ideal tiene una atenuación de cero en la banda de paso, una atenuación infinita en la banda eliminada y dos transiciones verticales.

El *ancho de banda (BW, bandwidth)* de un filtro paso banda es la diferencia entre las frecuencias de corte superior e inferior a 3-dB:

INFORMACIÓN ÚTIL

Los filtros pasivos paso bajo y paso alto pueden combinarse para proporcionar filtros paso banda o filtros de banda eliminada.

$$\mathbf{BW} = f_2 - f_1 \tag{21.1}$$

Por ejemplo, si las frecuencias de corte son 450 y 460 kHz, el ancho de banda es:

$$\text{BW} = 460 \text{ kHz} - 450 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$$

Veamos otro ejemplo, si las frecuencias de corte son 300 y 3300 Hz, el ancho de banda es:

$$\text{BW} = 3300 \text{ Hz} - 300 \text{ Hz} = 3000 \text{ Hz}$$

La frecuencia central se indica con f_0 y queda determinada por la **media geométrica** de las dos frecuencias de corte:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \tag{21.2}$$

Por ejemplo, la compañía telefónica utiliza un filtro paso banda con frecuencias de corte de 300 y 3300 Hz para separar las distintas conversaciones telefónicas. La frecuencia central de estos filtros es:

$$f_0 = \sqrt{(300\,\text{Hz})(3300\,\text{Hz})} = 995\,\text{Hz}$$

Para evitar las interferencias entre las distintas conversaciones telefónicas, los filtros paso banda tienen respuestas que se aproximan a la respuesta en frecuencia mostrada en la Figura 21.3.

El factor Q de un filtro paso banda se define como la frecuencia central dividida entre el ancho de banda:

$$Q = \frac{f_0}{\mathbf{BW}} \tag{21.3}$$

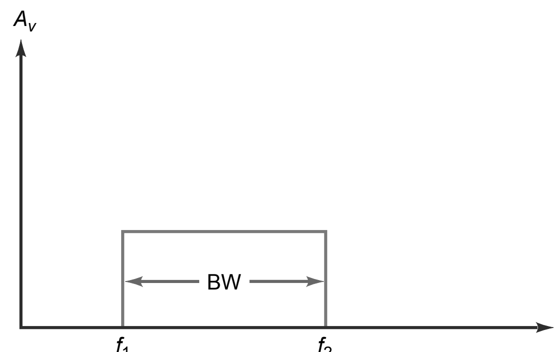
Por ejemplo, si $f_0 = 200$ kHz y BW = 40 kHz, entonces $Q = 5$.

Cuando el factor Q es mayor que 10, la frecuencia central puede aproximarse a la *media aritmética* de las frecuencias de corte:

$$f_0 \cong \frac{f_1 + f_2}{2}$$

Por ejemplo, en un receptor de radio las frecuencias de corte del filtro paso banda (etapa de FI) son 450 y 460 kHz. La frecuencia central es aproximadamente:

Figura 21.3 Respuesta ideal del filtro paso banda.



$$f_0 \cong \frac{450\text{ kHz} + 460\text{ kHz}}{2} = 455\text{ kHz}$$

Si Q es menor que 1, el filtro paso banda se denomina **filtro de banda ancha**. Si Q es mayor que 1, el filtro se denomina **filtro de banda estrecha**. Por ejemplo, un filtro con frecuencias de corte de 95 y 105 kHz tiene un ancho de banda de 10 kHz. Se trata de una banda estrecha porque Q es aproximadamente igual a 10. Un filtro con frecuencias de corte de 300 y 3300 Hz tiene una frecuencia central de aproximadamente 1000 Hz y un ancho de banda de 3000 Hz. Se trata de una banda ancha porque Q es aproximadamente igual a 0,333.

Filtro de banda eliminada

La Figura 21.4 muestra la respuesta en frecuencia ideal de un **filtro de banda eliminada**. Este tipo de filtro deja pasar todas las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de corte inferior , bloquea todas las frecuencias comprendidas entre las frecuencias de corte inferior y superior y , por último, deja pasar todas las frecuencias por encima de la frecuencia de corte superior.

En un filtro de banda eliminada, la banda eliminada comprende todas las frecuencias entre las frecuencias de corte inferior y superior. La frecuencias por debajo de la frecuencia de corte inferior y por encima de la frecuencia de corte superior definen la banda de paso. Un filtro de banda eliminada ideal tiene una atenuación infinita en la banda eliminada, no presenta atenuación en la banda de paso y dos transiciones verticales.

Las definiciones para el ancho de banda, banda estrecha y la frecuencia central son las mismas que las dadas anteriormente. En otras palabras, con un filtro de banda eliminada, utilizamos las Ecuaciones (21.1) hasta (21.3) para calcular BW, f_0 y Q. En ocasiones, el filtro de banda eliminada recibe el nombre de *filtro de hendidura*.

Filtro paso todo

La Figura 21.5 muestra la respuesta en frecuencia de un **filtro paso todo** ideal. Sólo presenta banda de paso y no tiene banda eliminada. Por tanto, deja pasar todas las frecuencias entre cero e infinito. Puede parecer algo raro utilizar un filtro como éste, ya que tiene una atenuación de cero para todas las frecuencias. La razón de emplear este filtro es por el efecto que tiene sobre la *fase* de las señales que pasan a su través. El filtro paso todo es útil cuando queremos producir un determinado desplazamiento de fase en la señal que se va a filtrar sin modificar su amplitud.

La *respuesta de fase de un filtro* se define como la gráfica del desplazamiento de fase en función de la frecuencia. Como se ha mencionado anteriormente, el filtro paso bajo ideal tiene una respuesta de fase de 0° para todas las frecuencias. Por esta razón, una señal de entrada no sinusoidal tiene la misma forma después de pasar a través del filtro paso bajo ideal, estando su frecuencia fundamental y todos los armónicos significativos en la banda de paso.

La respuesta de fase de un filtro paso todo es diferente de la del filtro paso bajo ideal. Con el filtro paso todo, cada una de las frecuencias puede desplazarse una cierta cantidad cuando pasa a través del filtro. Por ejemplo, el desfasador visto en la Sección 20.3 era un circuito con operacional no inversor con atenuación de cero para todas las frecuencias pero con un ángulo de fase comprendido entre 0 y −180°. El desfasador es un ejemplo simple de un filtro paso todo. En las siguientes secciones, veremos filtros paso todo más complejos que pueden generar desfases más grandes.

Figura 21.4 Respuesta ideal de un filtro de banda eliminada.

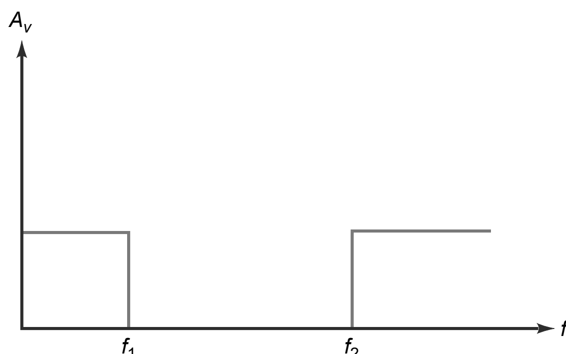
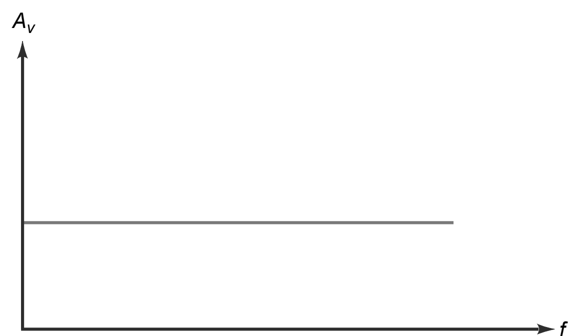


Figura 21.5 Respuesta ideal del filtro paso todo.



21.2 Respuestas aproximadas

Las respuestas ideales presentadas en la sección anterior son imposibles de implementar en circuitos prácticos, pero existen cinco aproximaciones estándar que se usan como solución de compromiso a las respuestas ideales. Cada una de estas aproximaciones ofrece una ventaja que las restantes no tienen. La aproximación que elija el diseñador dependerá de lo que sea aceptable para la aplicación concreta.

Atenuación

La **atenuación** hace referencia a una pérdida de señal. Considerando una tensión de entrada constante, la atenuación se define como la tensión de salida para cualquier frecuencia dividida entre la tensión de salida en la banda media de frecuencias:

$$\textbf{Atenuación} = \frac{v_{out}}{v_{out(media)}} \qquad \textbf{(21.3a)}$$

Por ejemplo, si la tensión de salida es 1 V a una determinada frecuencia y la tensión de salida en la banda media de frecuencias es de 2 V, entonces:

$$\text{Atenuación} = \frac{1\ \text{V}}{2\ \text{V}} = 0{,}5$$

Normalmente, la atenuación se expresa en decibelios utilizando la siguiente ecuación:

$$\textbf{Atenuación en decibelios = 20 log atenuación} \qquad \textbf{(21.3b)}$$

Para una atenuación de 0,5, la atenuación en decibelios es:

$$\text{Atenuación en decibelios} = -20 \log 0{,}5 = 6\ \text{dB}$$

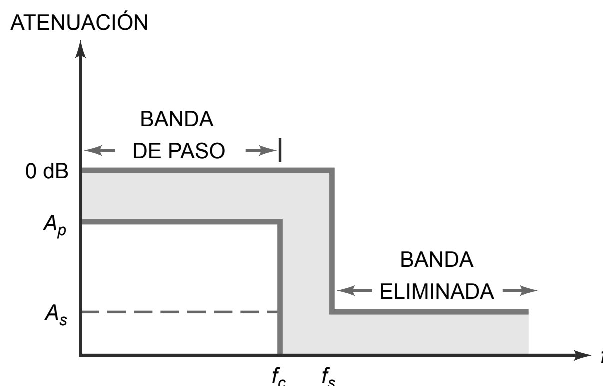
Gracias al signo menos, la atenuación en decibelios siempre es positiva. La atenuación en decibelios utiliza la tensión de salida en la banda media de frecuencias como referencia. Básicamente, estamos comparando la tensión de salida a cualquier frecuencia con la tensión de salida en la banda media del filtro. Dado que la atenuación casi siempre se expresa en decibelios, utilizaremos el término *atenuación* para referirnos a la atenuación en decibelios.

Por ejemplo, una atenuación de 3 dB indica que la tensión de salida es 0,707 veces su valor en la banda media. Una atenuación de 6 dB quiere decir que la tensión de salida es 0,5 veces su valor en la banda media. Una atenuación de 12 dB indica que la tensión de salida es 0,25 veces su valor en la banda media. Una atenuación de 20 dB indica que la tensión de salida es 0,1 veces su valor en la banda media de frecuencias.

Atenuación de la banda de paso y de la banda eliminada

En el diseño y análisis de filtros, el filtro paso bajo se utiliza como un *prototipo,* un circuito básico que se puede modificar para obtener otros circuitos. Normalmente, cualquier problema con un filtro se convierte en el problema equivalente con un filtro paso bajo y se resuelve; después, la solución se transforma de nuevo al tipo de filtro original. Por esta razón, nuestra exposición va a centrarse en el filtro paso bajo y luego se ampliará a los demás filtros.

Figura 21.6 Respuesta real paso bajo.



Una atenuación de cero en la banda de paso, una atenuación infinita en la banda eliminada y una transición vertical no son datos realistas. Para construir un filtro paso bajo práctico, las tres regiones se aproximan como se muestra en la Figura 21.6. La banda de paso es el conjunto de frecuencias comprendidas entre 0 y f_c. La banda eliminada queda definida por todas las frecuencias superiores a f_s. La región de transición es la comprendida entre f_c y f_s.

Como se muestra en la Figura 21.6, la banda de paso ya no tiene una atenuación igual a cero. En su lugar, consideramos una atenuación comprendida entre 0 y A_p. Por ejemplo, en algunas aplicaciones, la banda de paso puede tener una atenuación $A_p = 0{,}5$ dB. Esto quiere decir que se compromete la respuesta ideal para permitir hasta 0,5 dB de pérdida de señal en cualquier punto de la banda de paso.

Del mismo modo, la banda eliminada ya no presenta una atenuación infinita. En su lugar, existe una atenuación que puede variar entre A_s y infinito. Por ejemplo, en algunas aplicaciones, una $A_s = 60$ dB puede ser un valor adecuado. Esto significa que aceptamos una atenuación de 60 dB o mayor en cualquier punto de la banda eliminada.

En la Figura 21.6, la región de transición ya no es vertical; en su lugar, estamos aceptando una pendiente no vertical. Esta pendiente quedará determinada por los valores de f_c, f_s, A_p y A_s. Por ejemplo, si $f_c = 1$ kHz, $f_s = 2$ kHz, $A_p = 0{,}5$ dB y $A_s = 60$ dB, la pendiente será aproximadamente de 60 dB por octava.

Las cinco aproximaciones que se van a abordar exigen llegar a un compromiso entre las características de la banda de paso, la banda eliminada y la región de transición. Las aproximaciones pueden optimizar lo plana que será la banda de paso, o la inclinación de la pendiente o el desplazamiento de fase.

Un último comentario: la frecuencia más alta de la banda de paso de un filtro paso bajo se denomina *frecuencia de corte* (f_c). Esta frecuencia también se conoce como **frecuencia de inflexión** ya que se encuentra en el punto en el que la banda de paso inicia su inflexión. En algunos filtros, la atenuación en la frecuencia de corte es menor que 3 dB. Por tanto, utilizaremos f_{3dB} para designar a la frecuencia en que la atenuación cae 3 dB y f_c para la frecuencia de corte, que puede presentar una atenuación diferente.

Orden de un filtro

El **orden de un filtro pasivo** (que se simboliza con n) es igual al número de bobinas y condensadores que contiene el filtro. Si un filtro pasivo tiene dos bobinas y dos condensadores, $n = 4$. Si un filtro pasivo tiene cinco bobinas y cinco condensadores, $n = 10$. Por tanto, el orden nos dice cómo de complejo es el filtro. Cuanto mayor es el orden, más complejo es el filtro.

El **orden de un filtro activo** depende de número de circuitos RC (denominados **polos**) que contenga. Si un filtro activo contiene ocho circuitos RC, $n = 8$. Normalmente, contar los circuitos RC individuales que contiene un filtro activo es complicado. Por tanto, utilizaremos un método más simple para determinar el orden de un filtro activo:

$$n \cong \text{número de condensadores} \qquad \textbf{(21.4)}$$

Por ejemplo, su un filtro activo contiene 12 condensadores, será de orden 12.

Utilice la Ecuación (21.4) como guía. Dado que contamos condensadores en lugar de circuitos RC, pueden aparecer excepciones. Aparte de las excepciones ocasionales, la Ecuación (21.4) nos proporciona un método rápido y fácil de determinar el orden o número de polos de un filtro activo.

Aproximación de Butterworth

La **aproximación de Butterworth** a veces se denomina *aproximación maximalmente plana* porque la atenuación de la banda de paso es cero prácticamente en toda la banda y disminuye gradualmente a A_p en el punto de inflexión de la banda de paso. Por encima de la frecuencia de corte, la respuesta disminuye con una pendiente de aproximadamente $20n$ dB por década, siendo n el orden del filtro:

$$\textbf{Pendiente} = \mathbf{20}\boldsymbol{n} \qquad \textbf{dB/década} \qquad \textbf{(21.4a)}$$

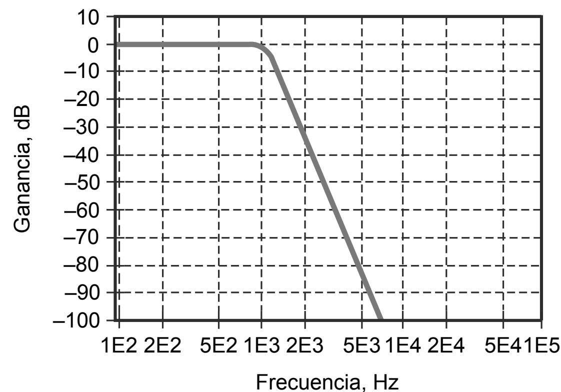
La pendiente equivalente medida en octavas es:

$$\textbf{Pendiente} = \mathbf{6}\boldsymbol{n} \qquad \textbf{dB/octava} \qquad \textbf{(21.4b)}$$

Por ejemplo, un filtro de Butterworth de primer orden presenta una pendiente de 20 dB por década o 6 dB por octava; un filtro de cuarto orden disminuye con una pendiente de 80 dB por década, o 24 dB por octava; un filtro de noveno orden presenta una pendiente de 180 dB por década, o 54 dB por octava; y así sucesivamente.

La Figura 21.7 muestra la respuesta de un filtro paso bajo de Butterworth con las siguientes especificaciones: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Estas especificaciones nos dicen que se trata de un filtro de 6 polos o lo que es lo mismo de sexto orden con una atenuación en la banda de paso de 2,5 dB y una frecuencia de corte de 1 kHz. Los números indicados en el eje de frecuencias de la Figura 21.7 están escritos de forma abreviada de la manera siguiente: $2E3 = 2 \times 10^3 = 2000$. (*Nota: E* quiere decir “exponente”.)

Figura 21.7 Respuesta de Butterworth para el filtro paso bajo.



Observe lo plana que es la respuesta en la banda de paso. La principal ventaja de un filtro de Butterworth es lo plana que es la respuesta en la banda de paso. La principal desventaja es lo relativamente despacio que disminuye en la zona de transición comparado con otras aproximaciones.

Aproximación de Chebyshev

En algunas aplicaciones, una respuesta plana en la banda de paso no es importante. En este caso, puede ser preferible la **aproximación de Chebyshev** porque decae más rápidamente en la región de transición que un filtro de Butterworth. El precio que hay que pagar por esta rápida caída es que aparece rizado en la banda de paso de la respuesta en frecuencia.

La Figura 21.8*a* muestra la respuesta de un filtro paso bajo de Chebyshev con las siguientes especificaciones: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Son las mismas especificaciones que las del anterior filtro de Butterworth. Si comparamos la Figura 21.7 con la Figura 21.8 *a*, podemos ver que un filtro de Chebyshev del mismo orden presenta una caída más rápida en la región de transición. Por tanto, la atenuación con un filtro de Chebyshev siempre es mayor que la atenuación de un filtro de Butterworth del mismo orden.

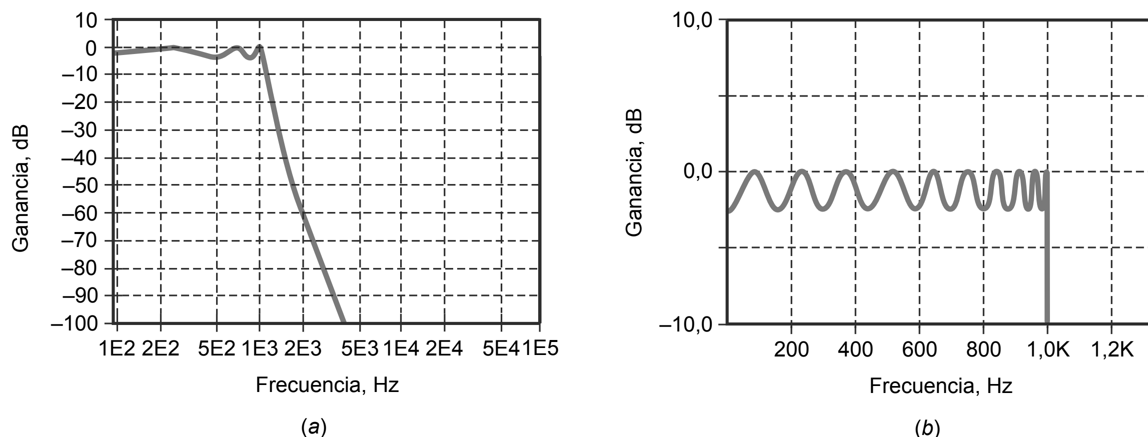
El número de rizados en la banda de paso de un filtro paso bajo de Chebyshev es igual a la mitad del orden del filtro:

$$\textbf{número de rizados} = \frac{n}{2} \qquad \textbf{(21.5)}$$

Si tenemos un filtro de orden 10, tendrá 5 rizados en la banda de paso; si el orden de un filtro es 15, tendrá 7,5 rizados. La Figura 21.8*b* muestra una vista ampliada de una respuesta de Chebyshev para un filtro de orden 20, que tiene 10 rizados en la banda de paso.

En la Figura 21.8*b*, los rizados tienen el mismo valor de pico a pico. Por esto, a veces, la aproximación de Chebyshev se denomina *aproximación con igual rizado.* Normalmente, un diseñador elegirá una amplitud de rizado comprendida entre 0,1 y 3 dB, dependiendo de las necesidades de la aplicación.

Figura 21.8 (*a*) Respuesta de Chebyshev para el filtro paso bajo. (*b*) Vista ampliada de los rizados de la banda de paso.



Aproximación inversa de Chebyshev

En aplicaciones en las se requiere una respuesta plana en la banda de paso, así como una caída rápida en la región de transición, un diseñador puede utilizar la **aproximación inversa de Chebyshev**. Esta aproximación proporciona una respuesta plana en la banda de paso y una respuesta con rizado en la banda eliminada. La velocidad de caída en la región de transición es comparable a la del filtro de Chebyshev.

La Figura 21.9 muestra la respuesta de un filtro paso bajo inverso de Chebyshev con las especificaciones siguientes: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Si comparamos la Figura 21.9 con las Figuras 21.7 y 21.8*a*, podemos ver que el filtro inversor de Chebyshev tiene una banda de paso plana, una caída rápida en la región de transición y una banda eliminada con rizado.

Monotónica quiere decir que la banda eliminada no presenta rizado. Con las aproximaciones vistas hasta el momento, filtros de Butterworth y de Chebyshev tenemos bandas eliminadas monotónicas. La aproximación inversa de Chebyshev tiene una banda eliminada con rizado.

Cuando se especifica un filtro inverso de Chebyshev, debe especificarse la atenuación mínima aceptable en la banda eliminada ya que ésta puede presentar rizados que pueden alcanzar este valor . Por ejemplo, en la Figura 21.9, el filtro inverso de Chebyshev tiene una atenuación en la banda eliminada de 60 dB. Como puede ver, el rizado se aproxima a este nivel en diferentes frecuencias de la banda eliminada.

La inusual respuesta de la banda eliminada de la Figura 21.9 se debe a que el filtro inverso de Chebyshev tiene componentes que producen hendiduras en determinadas frecuencias de la banda eliminada. En otras palabras, en algunas frecuencias de la banda eliminada, la atenuación tiende a infinito.

Aproximación elíptica

Algunas aplicaciones necesitan en la región de transición la caída más rápida posible. Si son aceptables una banda de paso y una banda eliminada con rizados, un diseñador puede elegir la **aproximación elíptica**. También conocido como *filtro de Cauer,* este filtro optimiza la región de transición a expensas de la banda de paso y de la banda eliminada.

La Figura 21.10 muestra la respuesta de un filtro paso bajo elíptico con las siguientes especificaciones: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Observe que el filtro elíptico tiene una banda de paso con rizado, una caída muy rápida en la región de transición y una banda eliminada con rizado. Después de que la respuesta se quiebra en la frecuencia de corte, la caída inicial es muy rápida y luego se ralentiza ligeramente en la zona intermedia y de nuevo cae muy rápidamente hacia el final de la región transición. Dado un conjunto de especificaciones para cualquier filtro complejo, la aproximación elíptica siempre da lugar al diseño más eficiente; es decir , el diseño de menor orden.

Por ejemplo, supongamos que tenemos las siguientes especificaciones: $A_p = 0{,}5$ dB, $f_c = 1$ kHz, $A_s = 60$ dB y $f_s = 1{,}5$ kHz. He aquí el número de polos (el orden del filtro) necesario para cada una de las aproximaciones: Butterworth (20), Chebyshev (9), Chebyshev inverso (9) y elíptico (6). En otras palabras, el filtro elíptico es el que requiere menos condensadores, lo que se traduce en el circuito más sencillo.

Aproximación de Bessel

La **aproximación de Bessel** tiene una banda de paso plana y una banda eliminada monotónica similares a las de la aproximación de Butterworth. Sin embargo, para un filtro del mismo orden, la pendiente de caída en la región de transición es mucho menor en un filtro de Bessel que en un filtro de Butterworth.

Figura 21.9 Respuesta inversa de Chebyshev del filtro paso bajo.

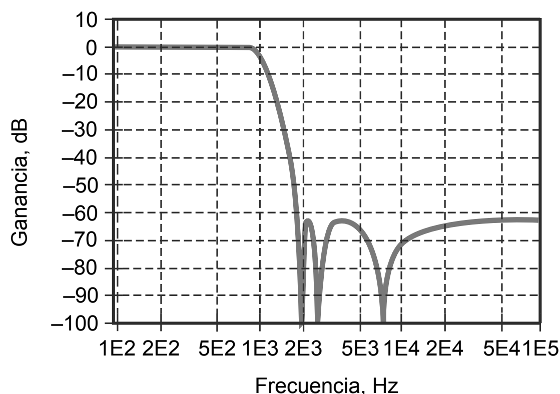


Figura 21.10 Respuesta elíptico del filtro paso bajo .

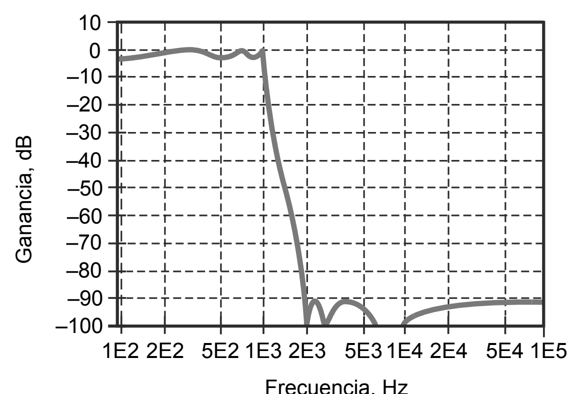
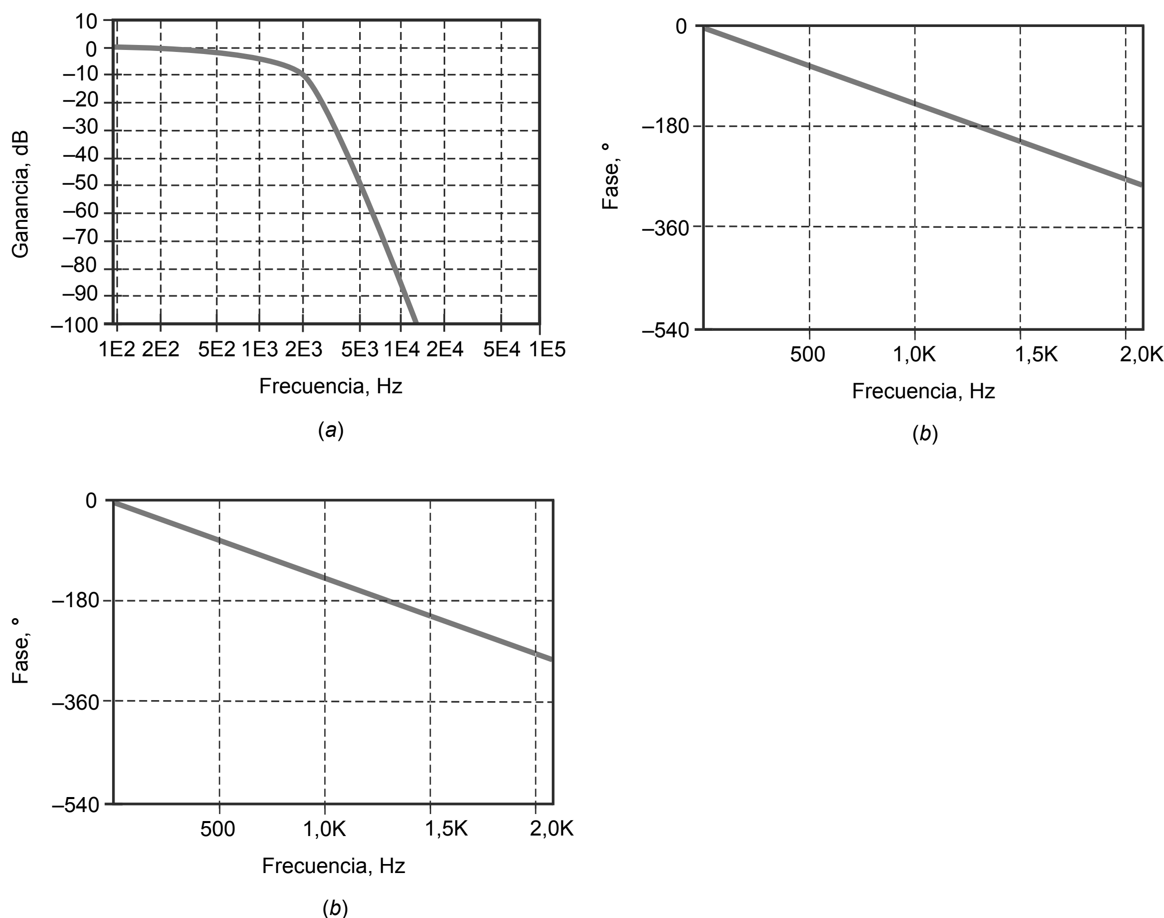


Figura 21.11 (*a*) Respuesta de Bessel en frecuencia del filtro paso bajo. (*b*) Respuesta de Bessel de fase del filtro paso bajo.



La Figura 21.11*a* muestra la respuesta de un filtro paso bajo de Bessel con las mismas especificaciones que anteriormente: $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Observe que el filtro de Bessel tiene una banda de paso plana, una caída relativamente lenta y una banda eliminada monotónica. Dado un conjunto de especificaciones para un filtro complejo, la aproximación de Bessel siempre proporcionará la menor caída de todas las aproximaciones. Dicho de otra manera: proporciona el filtro de mayor orden o lo que es lo mismo el circuito de mayor complejidad de todas las aproximaciones.

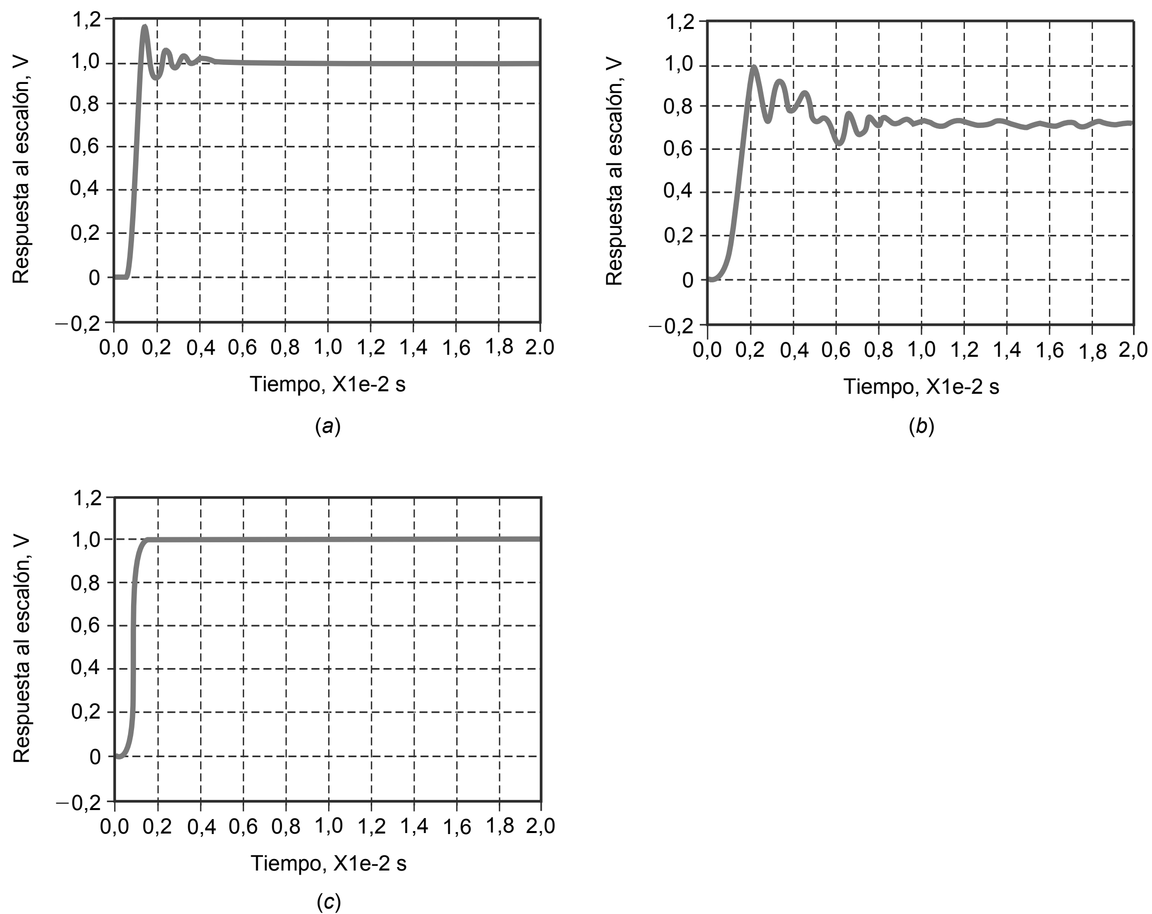
¿Por qué el orden de un filtro de Bessel es el más alto para el mismo conjunto de especificaciones? Porque las aproximaciones de Butterworth, Chebyshev, inversa de Chebyshev y elíptica están optimizadas sólo en lo que respecta a la respuesta en frecuencia. Con estas aproximaciones, no se intenta controlar la fase de la señal de salida. Por el contrario, la aproximación de Bessel está optimizada para generar un **desfase lineal** con la frecuencia. Es decir, en el filtro de Bessel hay que llegar a un compromiso entre la caída en la región de transición y el desfase lineal.

¿Por qué preocuparse por el desfase lineal? Recuerde la anterior introducción al filtro paso bajo ideal. Una de sus propiedades ideales eran un desfase igual a 0°. Esto era deseable porque implicada que la forma de una señal no sinusoidal se conservaría al atravesar el filtro. Con un filtro de Bessel, no podemos obtener un desfase de 0°, pero podemos conseguir una respuesta de fase lineal, es decir, una respuesta de fase en la que el desfase aumenta linealmente con la frecuencia.

La Figura 21.11*b* muestra la respuesta en fase de un filtro de Bessel con $n = 6$, $A_p = 2{,}5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Como puede ver, la respuesta en fase es lineal. El desfase es aproximadamente igual a 14° a 100 Hz, 28° a 200 Hz, 42° a 300 Hz, etc. Esta linealidad existe a lo largo de toda la banda de paso y algo más.A frecuencias muy altas, la respuesta en fase se hace no lineal, pero esto no importa. Lo que cuenta es que la respuesta en fase es lineal para todas las frecuencias de la banda de paso.

Un desfase lineal para todas las frecuencias de la banda de paso significa que la frecuencia fundamental y los armónicos de una señal de entrada no sinusoidal sufrirán un desfase lineal al pasar a través del filtro. Por tanto, la forma de la señal de salida será la misma que la forma de la señal de entrada.

Figura 21.12 Respuestas al escalón: (*a*) Butterworth e inversa de Chebyshev. (*b*) Chebyshev y elíptica. (*c*) Bessel.



La ventaja principal del filtro de Bessel es que produce la menor distorsión en las señales no sinusoidales. Una forma fácil de medir este tipo de distorsión es mediante la respuesta al escalón del filtro, es decir , aplicar una escalón de tensión a la entrada y ver la salida en un osciloscopio. El filtro de Bessel proporciona la mejor respuesta al escalón de todos los filtros.

Las Figuras 21.12*a* hasta *c* muestran las diferentes respuestas al escalón de un filtro paso bajo con $A_p = 3$ dB, $f_c = 1$ kHz y $n = 10$. Fíjese en que la respuesta al escalón de un filtro de Butterworth (Figura 21.12*a*) sobrepasa el nivel final, oscila un par de veces y finalmente se fija en el valor final de 1 V. Una respuesta al escalón como ésta puede ser aceptable en algunas aplicaciones, pero no es ideal. La respuesta al escalón de un filtro de Chebyshev (Figura 21.12*b*) es peor. Oscila muchas veces antes de fijar su valor final. Una respuesta al escalón como ésta está lejos de la respuesta ideal y no es aceptable en determinadas aplicaciones. La respuesta al escalón del filtro inverso de Chebyshev es similar a la de Butterworth porque ambas respuestas son planas en la banda de paso. La respuesta al escalón del filtro elíptico es similar a la de Chebyshev porque ambas respuestas presentan bandas de paso con rizado.

La Figura 21.12*c* muestra la respuesta al escalón de un filtro de Bessel. Se trata prácticamente de una reproducción ideal del escalón de tensión de entrada. La única desviación de un escalón perfecto es el tiempo de subida. La respuesta al escalón de Bessel no presenta un rizado o sobretensiones destacables. Dado que los datos digitales constan de escalones positivos y negativos, una respuesta al escalón limpia como la mostrada en la Figura 21.12*c* es preferible a la distorsión mostrada en las Figuras 21.12*a* y *b*. Por ello, el filtro de Bessel puede utilizarse en algunos sistemas de comunicación de datos.

Una respuesta de fase lineal implica un *retardo de tiempo constante,* lo que significa que todas las frecuencias de la banda de paso se retrasan la misma cantidad de tiempo cuando pasan a través del filtro. El tiempo que tarda una señal en atravesar un filtro depende del orden del filtro. En todos los filtros excepto el filtro de Bessel, este tiempo varía con la frecuencia. En el filtro de Bessel, el retardo de tiempo es constante para todas las frecuencias de la banda de paso.

Figura 21.13 Retardos de tiempo. (*a*) Elíptico. (*b*) Bessel.

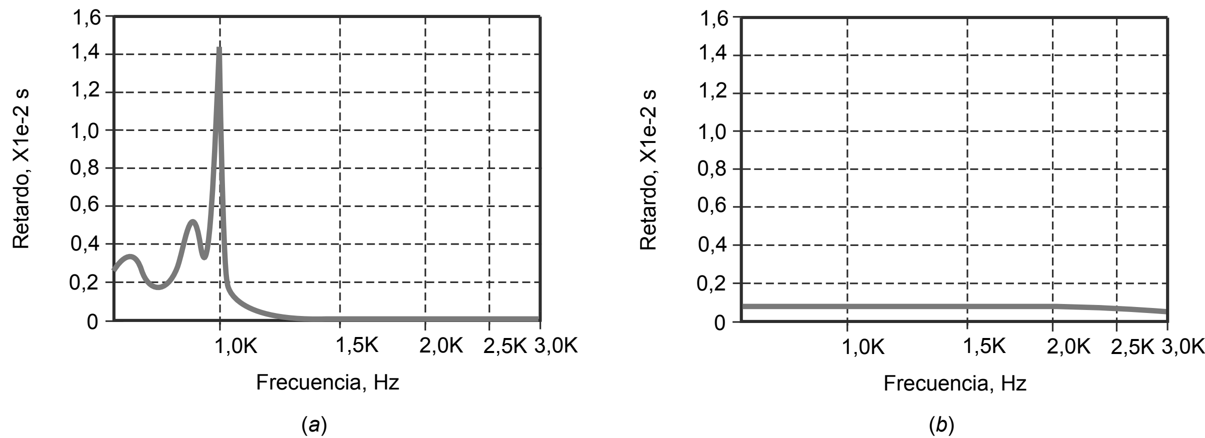


Tabla 21.1 Atenuación para aproximaciones de sexto orden		
Tipo	**f_c, dB**	**$2f_c$, dB**
Bessel	3	14
Butterworth	3	36
Chebyshev	3	63
Chebyshev inversor	3	63
Elíptico	3	93

Por ejemplo, la Figura 21.13*a* muestra el retardo de tiempo para un filtro elíptico con $A_p = 3$ dB, $f_c = 1$ kHz y $n = 10$. Observe cómo varía el retardo con la frecuencia. La Figura 21.13*b* muestra el retardo de tiempo de un filtro de Bessel con las mismas especificaciones que anteriormente. Observe que el retardo de tiempo es constante en la banda de paso y algo más allá. Esta es la razón por la que el filtro de Bessel a veces se denomina *filtro de retardo maximalmente plano.* Un retardo constante implica un desfase lineal, y viceversa.

Pendiente de las diferentes aproximaciones

La pendiente del filtro de Butterworth se ha resumido en las Ecuaciones (21.4a) y (21.4b):

$$\text{Pendiente} = 20n \quad \text{dB/década}$$

$$\text{Pendiente} = 6n \quad \text{dB/octava}$$

Las aproximaciones de Chebyshev, inversa de Chebyshev y elíptica presentan una pendiente muy pronunciada en la región de transición, pero la aproximación de Bessel presenta una pendiente menor.

Las pendientes en las zonas de transición de los filtros diferentes del de Butterworth no se pueden resumir mediante ecuaciones simples porque son pendientes no lineales y dependen del orden del filtro, la amplitud del rizado y de otros factores. Aunque no podemos escribir ecuaciones para dichas pendientes no lineales, sí podemos comparar las diferentes pendientes en la región de transición.

La Tabla 21.1 muestra la atenuación para $n = 6$ y $A_p = 3$ dB. Los filtros están ordenados por sus atenuaciones una octava por encima de la frecuencia de corte. El filtro de Bessel tiene la pendiente menos pronunciada, le sigue el filtro de Butterworth, y así sucesivamente. Todos los filtros con bandas de paso o bandas eliminadas con rizado presentan pendientes en la región de transición que son más pronunciadas que las correspondientes a los filtros de Bessel y Butterworth, que presentan rizado en sus respuestas en frecuencia.

Otros tipos de filtros

La mayor parte de la exposición anterior se aplica a los filtros paso alto, paso banda y de banda eliminada. Las aproximaciones para un filtro paso alto son las mismas que las de un filtro paso bajo, excepto en que las respues-

tas se giran en sentido horizontal alrededor de la frecuencia de corte. Por ejemplo, la Figura 21.14 muestra la respuesta de Butterworth para un filtro paso alto con $n = 6$, $A_p = 2.5$ dB y $f_c = 1$ kHz. Es una imagen especular de la respuesta del filtro paso bajo explicada anteriormente. Las respuestas paso alto con las aproximaciones de Chebyshev, inversa de Chebyshev, elíptica y de Bessel son las imágenes reflejadas de sus contrapartidas paso bajo.

Las respuestas del filtro paso banda son diferentes. He aquí las especificaciones utilizadas en los ejemplos siguientes: $n = 12$, $A_p = 3$ dB, $f_0 = 1$ kHz y BW $= 3$ kHz. La Figura 21.15*a* muestra la respuesta de Butterworth. Como es lógico, la banda de paso es casi totalmente plana y la banda eliminada es monotónica. La respuesta de

Figura 21.14 Respuesta de Butterworth para el filtro paso alto.

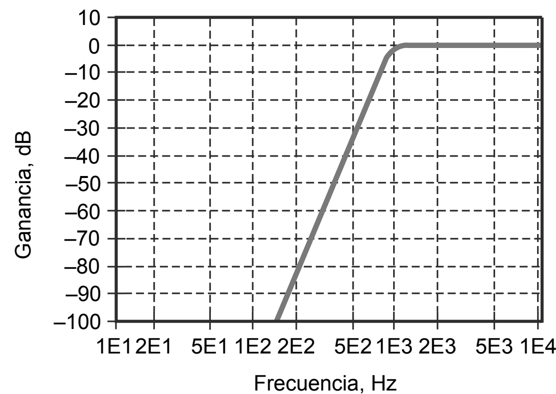


Figura 21.15 Respuestas del filtro paso banda. (*a*) Butterworth. (*b*) Chebyshev. (*c*) Inversa de Chebyshev. (*d*) Elíptico.

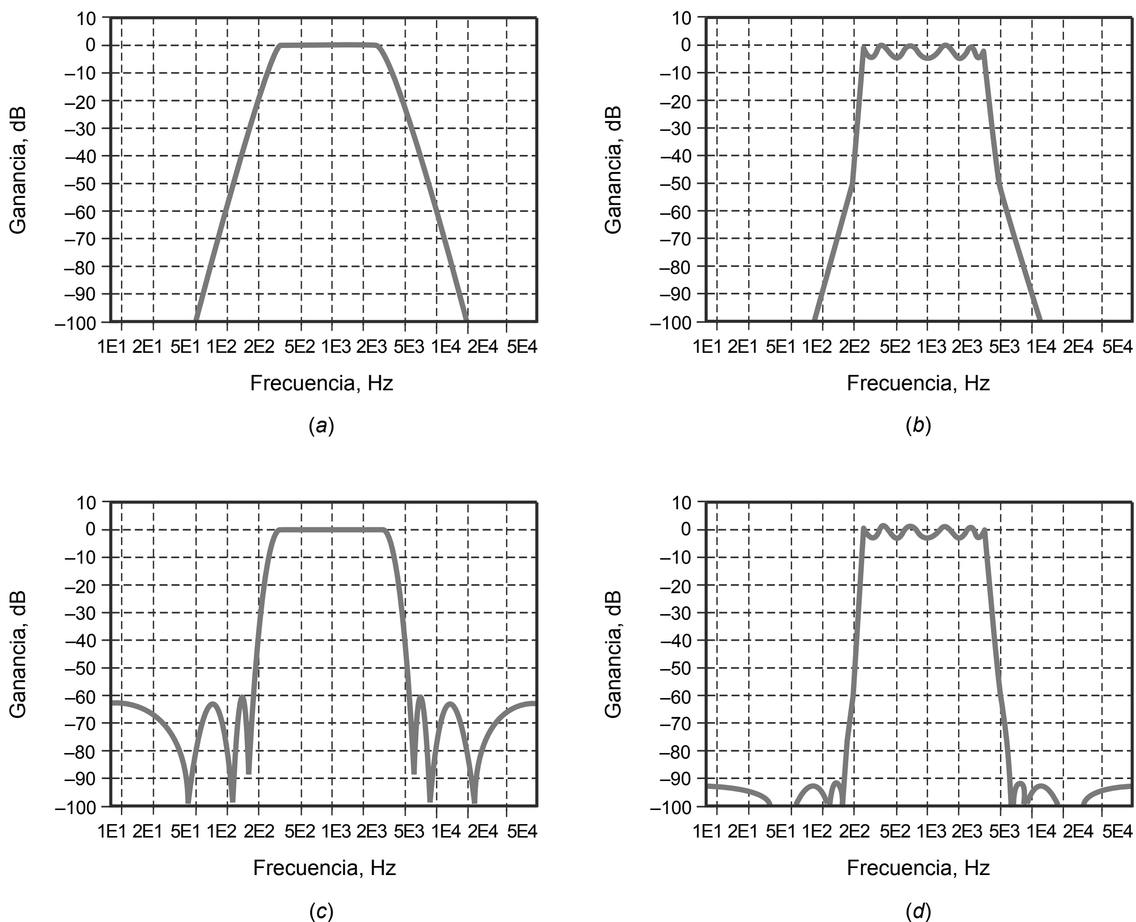
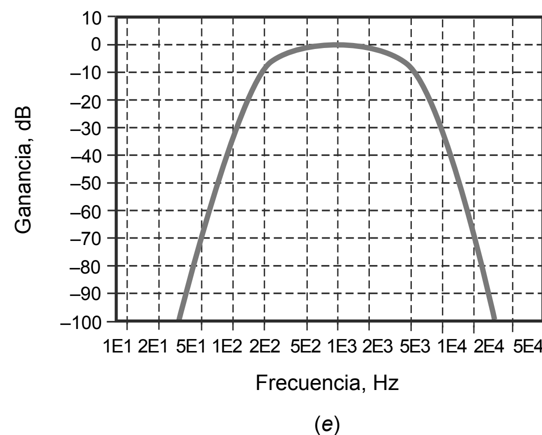


Figura 21.15 (Continuación) Respuestas del filtro paso banda. (*e*) Bessel.



Chebyshev de la Figura 21.15*b* muestra una banda de paso con rizado y una banda eliminada monotónica. Hay seis rizados en la banda de paso, cantidad igual a la mitad del orden del filtro, lo que está de acuerdo con la Ecuación (21.5). La Figura 21.15 *c* es la respuesta de la aproximación inversa de Chebyshev . En este caso, tenemos una banda de paso plana y una banda eliminada con rizado. La Figura 21.15*d* muestra la respuesta de la aproximación elíptica del filtro con una banda de paso con rizado y una banda eliminada también con rizado. Por último, la Figura 21.15*e* muestra la respuesta de Bessel.

Las respuestas del filtro de banda eliminada son las opuestas a las respuestas del filtro paso banda. Se representan las respuestas del filtro paso banda para $n = 12$: $A_p = 3$B, $f_0 = 1$ kHz y BW $= 3$ kHz. La Figura 21.16*a* muestra la respuesta de Butterworth. Como es lógico, la banda de paso es extremadamente plana y la banda eliminada es monotónica. La respuesta de Chebyshev de la Figura 21.16*b* muestra una banda de paso con rizado y una banda eliminada monotónica. La Figura 21.16*c* es la respuesta de un filtro inverso de Chebyshev , presenta una banda de paso plana y una banda eliminada con rizado. LaFigura 21.16*d* muestra la respuesta elíptica con su banda de paso con rizado y la banda eliminada también con rizado. Por último, la Figura 21.16*e* muestra la respuesta del filtro de Bessel.

Conclusión

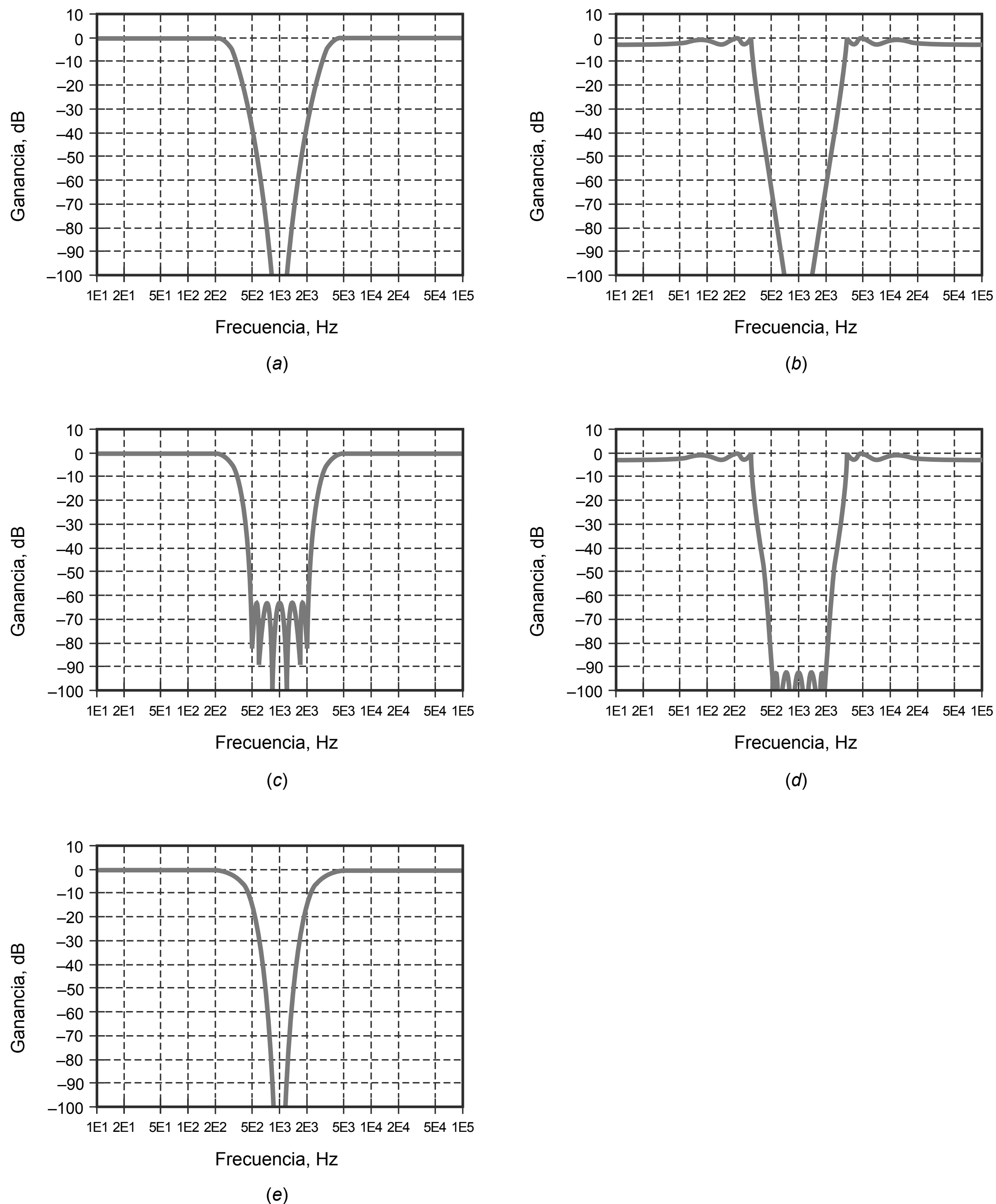
La Tabla 21.2 resume las cinco aproximaciones utilizadas en el diseño de filtros. Cada una tiene sus ventajas y sus inconvenientes. Cuando se necesita una banda de paso plana, los filtros de Butterworth y el inverso de Chebyshev son los candidatos lógicos. La pendiente de la región de transición, el orden del filtro y otras consideraciones de diseño determinarán entonces cuál de los dos utilizar.

Si es aceptable una banda de paso con rizado, los mejores candidatos son los filtros de Chebyshev y elíptico. De nuevo, la pendiente de la región de transición, el orden del filtro y otras consideraciones de diseño determinarán la opción final.

Tabla 21.2 Aproximaciones de los filtros

Tipo	Banda de paso	Banda eliminada	Pendiente	Respuesta al escalón
Butterworth	Plana	Monotónica	Buena	Buena
Chebyshev	Con rizado	Monotónica	Muy buena	Mala
Chebyshev inverso	Plana	Con rizado	Muy buena	Buena
Elíptico	Con rizado	Con rizado	La mejor	Mala
Bessel	Plana	Monotónica	Mala	La mejor

Figura 21.16 Respuesta del filtro banda eliminada. (*a*) Butterworth. (*b*) Chebyshev. (*c*) inversa de Chebyshev. (*d*) Elíptico. (*e*) Bessel.



Cuando la respuesta al escalón sea importante, el filtro de Bessel será el candidato lógico si se pueden cumplir los requisitos de atenuación. La aproximación de Bessel es la única de las incluidas en la tabla que conserva la forma de una señal no sinusoidal. Este factor es crítico en las comunicaciones de datos porque las señales digitales constan de escalones positivos y negativos.

En aplicaciones en las que un filtro de Bessel no puede proporcionar la atenuación suficiente, podemos conectar en cascada un filtro paso todo con un filtro que no sea de Bessel. Si se diseña correctamente, el filtro paso todo puede linealizar la respuesta de fase global para obtener una respuesta al escalón casi perfecta. En una sección posterior explicaremos esto más detalladamente.

Los circuito con amplificador operacional, resistencias y condensadores pueden implementar cualquiera de las cinco aproximaciones. Como veremos, hay disponibles muchos circuitos distintos que ofrecen un compromiso entre la complejidad del diseño, la sensibilidad de los componentes y la facilidad de sintonización. Por ejemplo, algunos circuitos de segundo orden sólo utilizan un amplificador operacional y unos poco componentes. Pero estos circuitos simples tienen frecuencias de corte que dependen fuertemente de la deriva y la tolerancia de los componentes. Otros circuitos de segundo orden pueden emplear tres o más amplificadores operacionales, y aunque son circuitos más complejos dependen menos de la deriva y de la tolerancia de los componentes.

21.3 Filtros pasivos

Antes de pasar a ver los circuitos de los filtros activos, hay dos ideas más que debemos desarrollar . Un filtro *LC* paso bajo de segundo orden tiene una frecuencia de resonancia y un factor*Q* (similar a un circuito resonante serie o paralelo). Manteniendo constante la frecuencia de resonancia pero variando *Q*, podemos conseguir rizados en la banda de paso de los filtros de orden superior. En esta sección vamos a exponer el concepto que explica el funcionamiento de los filtros activos.

Frecuencia de resonancia y *Q*

La Figura 21.17 muestra un filtro *LC* paso bajo. Se trata de un filtro de orden 2 porque contiene dos componentes reactivos: una bobina y un condensador. Un filtro *LC* de segundo orden tiene una frecuencia de resonancia y un factor *Q* que se definen de la forma siguiente:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{21.6}$$

$$Q = \frac{R}{X_L} \tag{21.7}$$

donde X_L se calcula para la frecuencia de resonancia.

Por ejemplo, el filtro de la Figura 21.18*a* tiene una frecuencia de resonancia y un factor *Q* de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(9{,}55\,\text{mH})(2{,}65\,\mu\text{F})}} = 1\ \text{kHz}$$

$$Q = \frac{600\,\Omega}{2\pi(1\,\text{kHz})(9{,}55\,\text{mH})} = 10$$

La Figura 21.18*b* muestra la respuesta en frecuencia. Observe el pico que aparece en la respuesta en 1 kHz, la frecuencia de resonancia del filtro. Observe también que la ganancia de tensión aumenta 20 dB en 1 kHz. Cuanto mayor es *Q*, mayor es el incremento de la ganancia de tensión en la frecuencia de resonancia.

El filtro de la Figura 21.18*c* tiene una frecuencia de resonancia y un *Q* de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(47{,}7\,\text{mH})(531\,\text{nF})}} = 1\ \text{kHz}$$

$$Q = \frac{600\,\Omega}{2\pi(1\,\text{kHz})(47{,}7\,\text{mH})} = 2$$

En la Figura 21.18*c*, la bobina se ha aumentado en un factor de 5 y el condensador se ha hecho 5 veces más pequeño respecto a los valores indicados en la Figura 21.18 *a*. Puesto que el producto *LC* sigue siendo el mismo, la frecuencia de resonancia continúa siendo 1 kHz.

Figura 21.17 Filtro *LC* de segundo orden.

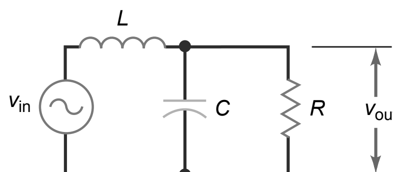
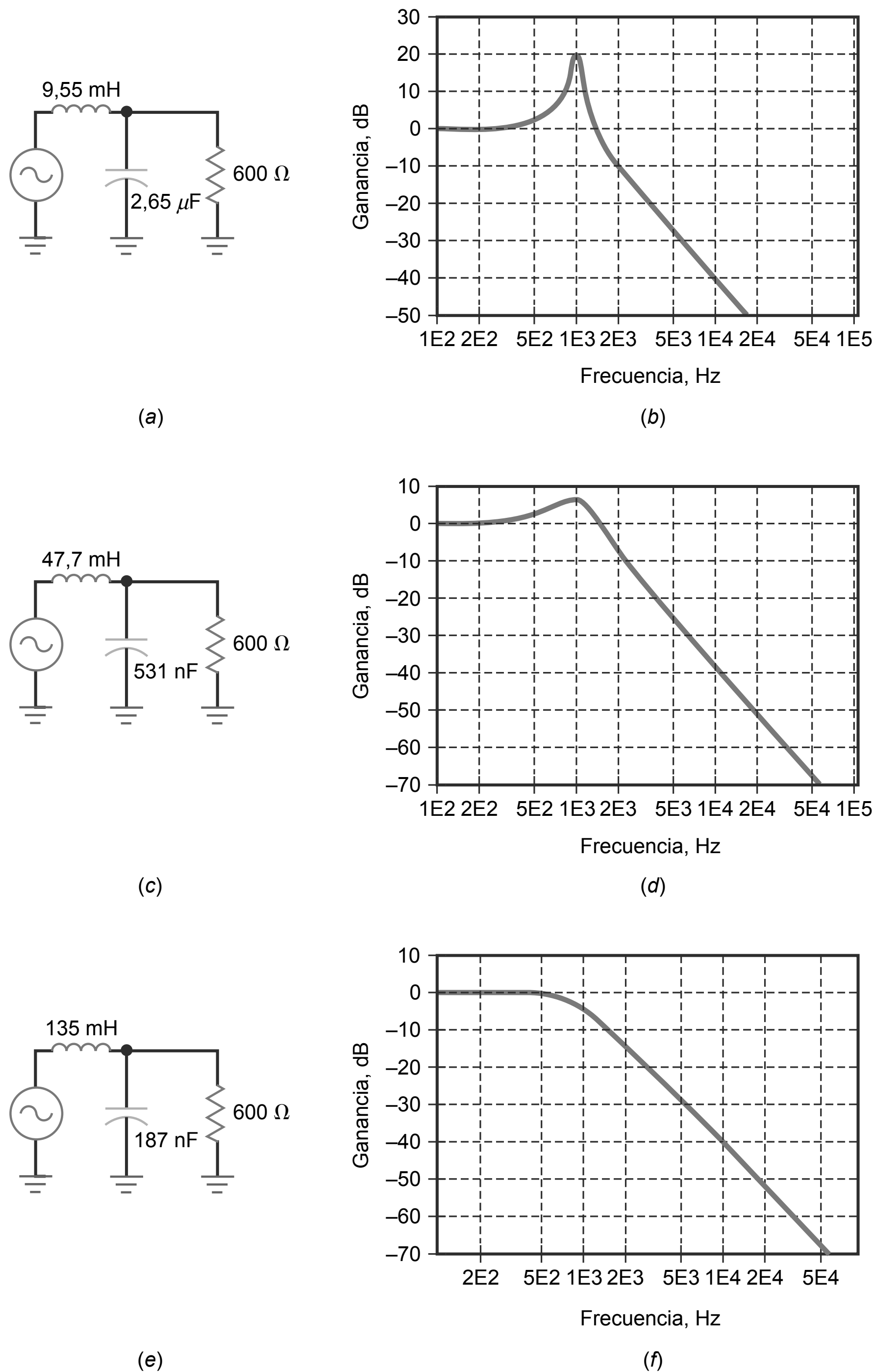


Figura 21.18 Ejemplos.



Por el contrario, Q ha disminuido en un factor de 5, ya que es inversamente proporcional a la inductancia. La Figura 21.18*d* muestra la respuesta en frecuencia. Observe que de nuevo aparece un pico en 1 kHz, pero el aumento en la ganancia de tensión es sólo de 6 dB, resultado del menor Q.

Si seguimos disminuyendo Q, el pico de resonancia desaparecerá. Por ejemplo, en el filtro de la Figura 21.18*e*:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(135\,\text{mH})(187\,\text{nF})}} = 1\ \text{kHz}$$

$$Q = \frac{600\,\Omega}{2\pi(1\,\text{kHz})(135\,\text{mH})} = 0{,}707$$

La Figura 21.18*f* muestra la respuesta en frecuencia, que es una respuesta de Butterworth. Con un Q de 0,707, el pico de resonancia desaparece y la banda de paso es maximalmente plana. Cualquier filtro de segundo orden con un Q de 0,707 siempre tiene una respuesta de Butterworth.

Factor de amortiguamiento

Otra forma de explicar la aparición de picos en la frecuencia de resonancia es utilizando el **factor de amortiguamiento**, que se define como:

$$\alpha = \frac{1}{Q} \tag{21.8}$$

Para $Q = 10$, el factor de amortiguamiento es:

$$\alpha = \frac{1}{10} = 0{,}1$$

De forma similar, un Q de 2 proporciona un factor $\alpha = 0{,}5$ y un Q igual a 0,707 da $\alpha = 1{,}414$.

La Figura 21.18*b* tiene un factor de amortiguamiento bajo, sólo de 0,1. En la Figura 21.18*d*, el factor de amortiguamiento aumenta a 0,5 y el pico de resonancia disminuye. En la Figura 21.18 *f*, el factor de amortiguamiento aumenta a 1,414 y el pico de resonancia desaparece. Como la propia palabra indica, *amortiguar* quiere decir "reducir" o "disminuir". Cuanto mayor es el factor de amortiguamiento, menor es la amplitud del pico.

Respuestas de Butterworth y Chebyshev

La Figura 21.19 resumen el efecto de Q en un filtro de segundo orden. Como se indica en la Figura 21.19, un Q de 0,707 produce una respuesta de Butterworth, es decir maximalmente plana. Un Q de 2 produce un pico de rizado de 6 dB y un Q de 10 produce un pico de rizado de 20 dB. En términos de amortiguamiento, la respuesta de Butterworth tiene una *amortiguación crítica,* mientras que las respuestas con rizado están *subamortiguadas.* Una respuesta de Bessel (no mostrada) será *sobreamortiguada* porque su Q es igual a 0,577.

Filtros *LC* de orden superior

Los filtros de orden superior normalmente se construyen utilizando etapas de segundo orden conectadas en cascada. Por ejemplo, la Figura 21.20 muestra un filtro de Chebyshev con una frecuencia de corte de 1 kHz y un pico de rizado de 1 dB. El filtro consta de tres etapas de segundo orden, lo que quiere decir que el filtro es de orden 6. Puesto que $n = 6$, el filtro tendrá tres rizados en la banda de paso.

Observe que cada etapa tiene su propia frecuencia de resonancia y su propio Q. Las frecuencias de resonancia de cada etapa dan lugar a tres rizados en la banda de paso. Los factores Q de cada etapa mantienen un pico de rizado de 1 dB produciendo picos a las frecuencias en las que las otras etapas ya han comenzado a disminuir . por ejemplo, la segunda etapa tiene una frecuencia de resonancia de 747 Hz. A esta frecuencia, la primera etapa ya ha

Figura 21.19 Efecto de Q en la respuesta de segundo orden.

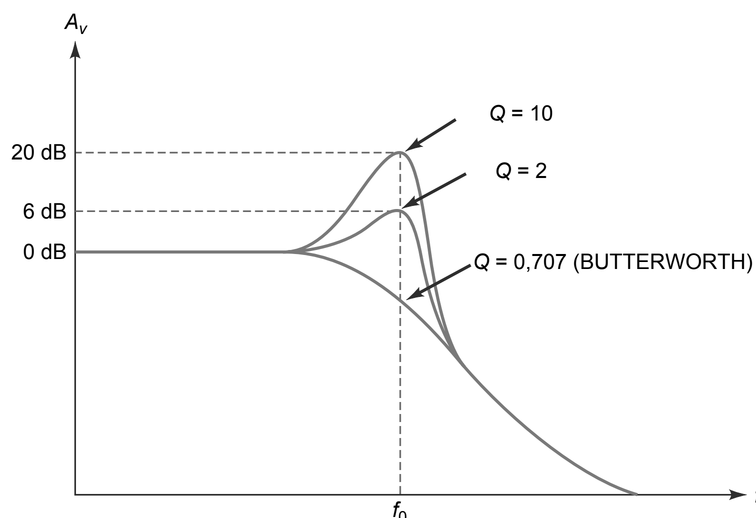
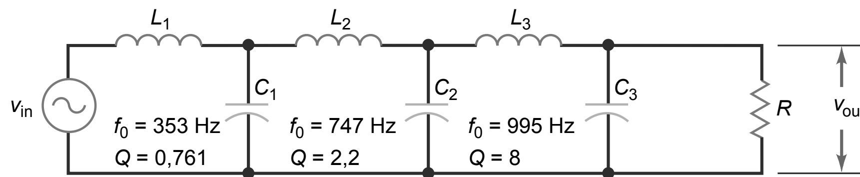


Figura 21.20 Frecuencias de resonancia y factores *Q* en un filtro de orden superior.



empezado a decrecer ya que su frecuencia de corte es 353 Hz. La segunda etapa compensa la atenuación de la primera etapa produciendo un pico de resonancia a 747 Hz. De forma similar, la tercera etapa tiene una frecuencia de corte de 995 Hz. A esta frecuencia, las etapas primera y segunda han empezado a decaer, pero la tercera etapa compensa dichas caídas produciendo un pico de alto *Q* en la frecuencia de 995 Hz.

La idea de encadenar las frecuencias de resonancia y los *Q* de las etapas de segundo orden se aplica tanto a filtros activos como a filtros pasivos. En otras palabras, para construir un filtro activo de orden superior, podemos conectar en cascada etapas de segundo orden cuyas frecuencias de resonancia y factores *Q* están encadenadas de la forma adecuada para conseguir la respuesta global deseada.

21.4 Etapas de primer orden

Las etapas de primer orden o de filtro activo de 1 polo sólo tienen un condensador. Por tanto, sólo pueden producir una respuesta paso bajo o paso alto. Los filtros paso banda y de banda eliminada pueden implementarse sólo cuando *n* es mayor que 1.

Etapa paso bajo

La Figura 21.21*a* muestra la forma más simple de construir un filtro activo paso bajo de primer orden. No es más que un circuito *RC* de retardo y un seguidor de tensión. La ganancia de tensión es:

$$A_v = 1$$

La frecuencia de corte a 3 dB está dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (21.9)$$

Cuando la frecuencia aumenta por encima de la frecuencia de corte, la reactancia capacitiva disminuye y reduce la tensión de la entrada no inversora. Dado que el circuito de retardo R_1C_1 está fuera del bucle de realimentación, la tensión de salida disminuye. Cuando la frecuencia se aproxima a infinito, el condensador se comporta como un cortocircuito y la tensión de entrada es cero.

INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 21.21*a*, el amplificador operacional aísla la carga del filtro paso bajo *RC* de entrada.

La Figura 21.21*b* muestra otro filtro paso bajo de primer orden no inversor. Aunque tiene dos resistencias adicionales, tiene la ventaja de la ganancia de tensión. La ganancia de tensión por debajo de la frecuencia de corte está dada por:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (21.10)$$

La frecuencia de corte viene dada por:

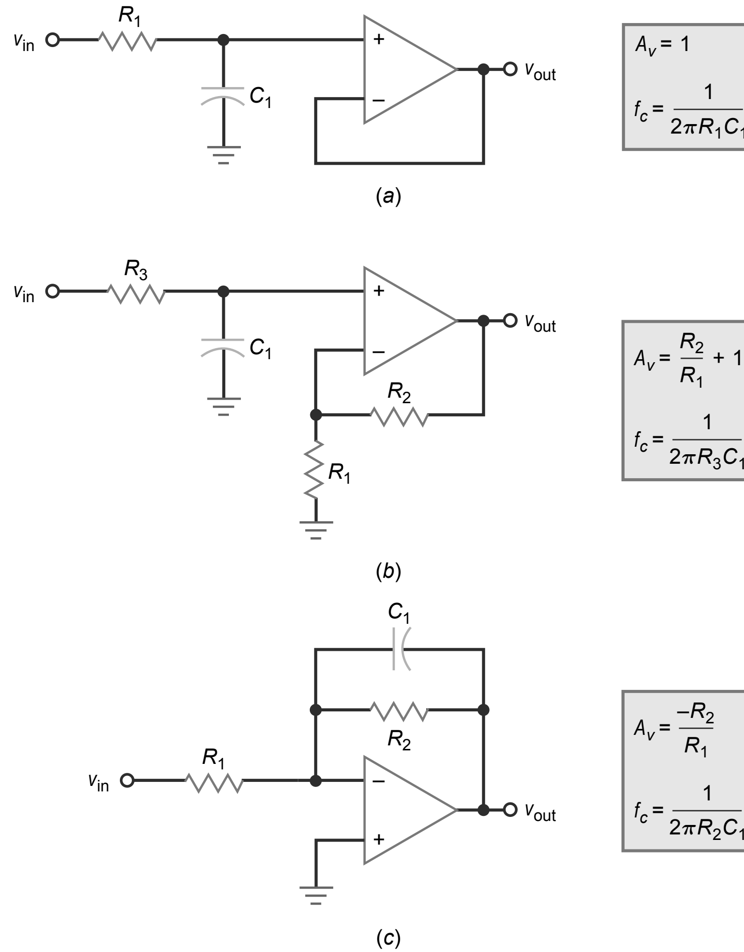
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (21.11)$$

Por encima de la frecuencia de corte, el circuito de retardo reduce la tensión de la entrada no inversora. Dado que que el circuito de retardo R_3C_1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida decrece con una pendiente de 20 dB por década.

La Figura 21.21*c* muestra un filtro paso bajo de primer orden inversor y sus ecuaciones. A bajas frecuencias, el condensador es un circuito abierto y el circuito se comporta como un amplificador inversor con una ganancia de tensión de:

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \quad (21.12)$$

Figura 21.21 Etapas paso bajo de primer orden. (*a*) No inversora con ganancia unidad. (*b*) No inversora con ganancia de tensión. (*c*) Inversora con ganancia de tensión.



Cuando la frecuencia aumenta, la reactancia capacitiva disminuye y se reduce la impedancia de la rama de realimentación. Esto implica una menor ganancia de tensión. Cuando la frecuencia tiende a infinito, el condensador se convierte en un cortocircuito y no hay ganancia de tensión. Como se muestra en la Figura 21.21*c*, la frecuencia de corte está dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \tag{21.13}$$

No existe ninguna otra forma de implementar un filtro paso bajo de primer orden. En otras palabras, los circuitos mostrados en la Figura 21.21 son las tres únicas configuraciones disponibles para una etapa paso bajo de un filtro activo.

Un último comentario acerca de todas las etapas de primer orden: sólo pueden implementar una respuesta de Butterworth. La razón es que una etapa de primer orden no tiene frecuencia de resonancia. Por tanto, no puede producir el pico que produce una banda de paso con rizado. Esto quiere decir que todas las etapas de primer orden son maximalmente planas en la banda de paso y monotónicas en la banda eliminada, y decaen con una pendiente de 20 dB por década.

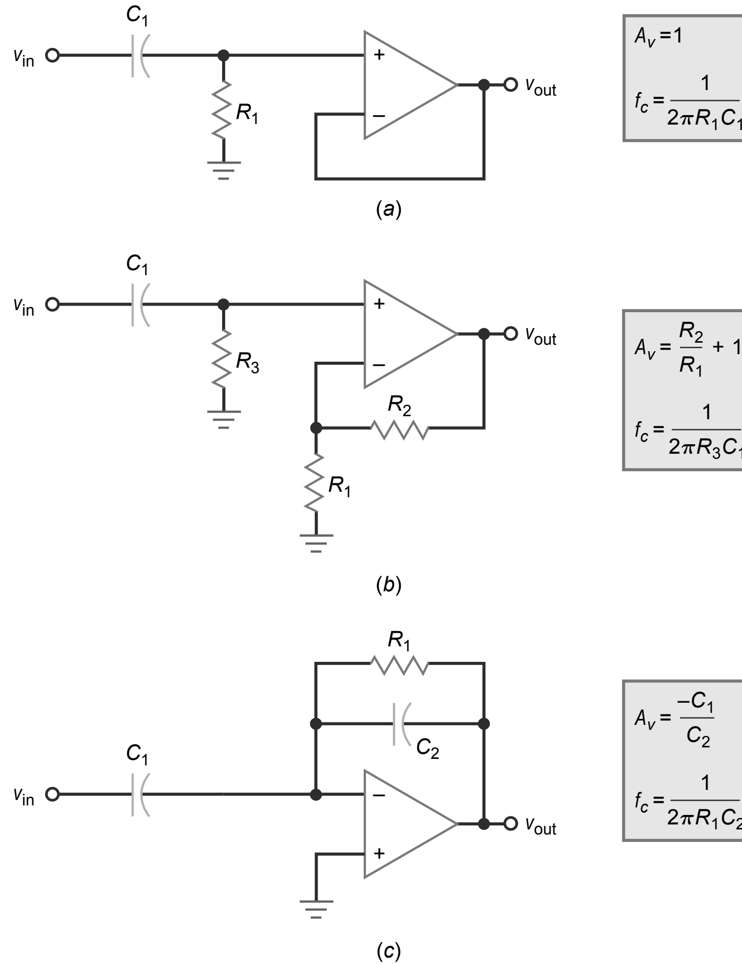
Etapa paso alto

La Figura 21.22*a* muestra la forma más simple de construir un filtro activo paso alto de primer orden. La ganancia de tensión es:

$$A_v = 1$$

La frecuencia de corte a 3 dB está dada por:

Figura 21.22 Etapas paso alto de primer orden. (*a*) No inversora con ganancia unidad. (*b*) No inversora con ganancia de tensión. (*c*) Inversora con ganancia de tensión.



$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{21.14}$$

Cuando la frecuencia disminuye por debajo de la frecuencia de corte, la reactancia capacitiva aumenta y la tensión de la entrada no inversora disminuye. Puesto que el circuito R_1C_1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida disminuye. Cuando la frecuencia se aproxima a cero, el condensador se comporta como un circuito abierto y la tensión de entrada es cero.

La Figura 21.22*b* muestra otro filtro paso alto de primer orden no inversor. La ganancia de tensión por encima de la frecuencia de corte está dada por:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{21.15}$$

La frecuencia de corte a 3 dB es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \tag{21.16}$$

Por debajo de la frecuencia de corte, el circuito *RC* reduce la tensión de la entrada no inversora. Dado que el circuito de retardo R_3C_1 está fuera del lazo de realimentación, la tensión de salida disminuye con una pendiente de 20 dB por década.

La Figura 21.22*c* muestra otro filtro paso alto de primer orden y sus ecuaciones.A altas frecuencias, el circuito se comporta como un amplificador inversor con una ganancia de tensión de:

$$A_v = \frac{-X_{C2}}{X_{C1}} = \frac{-C_1}{C_2} \quad (21.17)$$

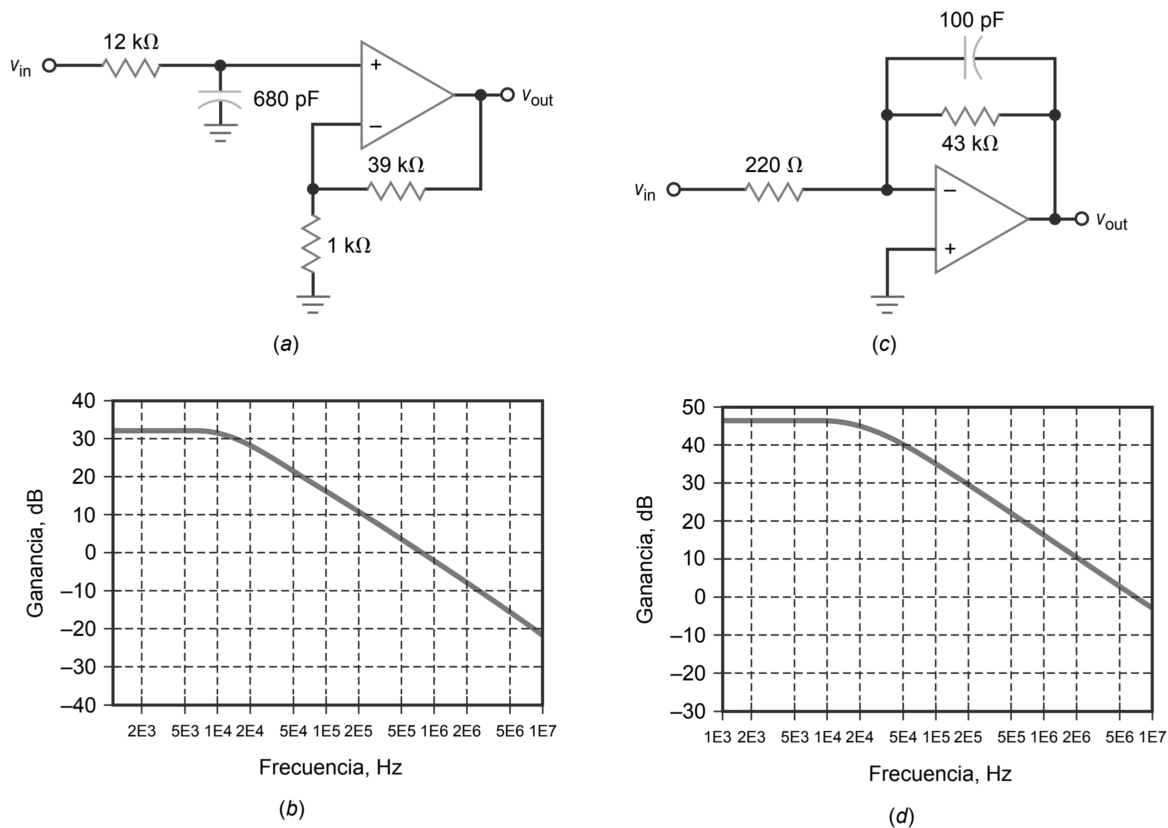
A medida que la frecuencia disminuye, la reactancia capacitiva aumenta y hace que la señal de entrada y la realimentación disminuyan, lo que implica una ganancia de tensión menor. A medida que la frecuencia se aproxima a cero, los condensadores se comportan como circuitos abiertos y no hay señal de entrada. Como se muestra en la Figura 21.22*c*, la frecuencia de corte a 3 dB está dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \quad (21.18)$$

Ejemplo 21.1

¿Cuál es la ganancia de tensión en el circuito de la Figura 21.23*a*? ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Y la respuesta en frecuencia?

Figura 21.23 Ejemplo.



SOLUCIÓN Se trata de un filtro paso bajo de primer orden no inversor . Aplicando las Ecuaciones (21.10) y (21.11), obtenemos la ganancia de tensión y la frecuencia de corte :

$$A_v = \frac{39\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} + 1 = 40$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi(12\ \text{k}\Omega)(680\ \text{pF})} = 19{,}5\ \text{kHz}$$

La Figura 21.23*b* muestra la respuesta en frecuencia. La ganancia de tensión es igual a 32 dB en la banda de paso. La respuesta se quiebra en 19,5 kHz y luego decrece con una pendiente de 20 dB por década.

PROBLEMA PRÁCTICO 21.1 En la Figura 21.23*a*, cambie la resistencia de 12 kΩ por una de 6,8 kΩ. Halle la nueva frecuencia de corte.

Ejemplo 21.2

¿Cuál es la ganancia de tensión en el circuito de la Figura 21.23*c*? ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Y la respuesta en frecuencia?

SOLUCIÓN Se trata de un filtro paso bajo inversor de primer ordenAplicando las Ecuaciones (21.12) y (21.13) obtenemos la ganancia de tensión y la frecuencia de corte:

$$A_v = \frac{-43\ \text{k}\Omega}{220\ \Omega} = -195$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi(43\ \text{k}\Omega)(100\ \text{pF})} = 37\ \text{kHz}$$

La Figura 21.23*d* muestra la respuesta en frecuencia. La ganancia de tensión es 45,8 dB en la banda de paso. La respuesta se quiebra en 37 kHz y luego disminuye con una pendiente de 20 dB por década.

PROBLEMA PRÁCTICO 21.2 En la Figura 21.23 *c*, cambie el condensador de 100 pF por uno de 220 pF . ¿Cuál será la nueva frecuencia de corte?

21.5 Filtros paso bajo de segundo orden y ganancia unidad con VCVS

Las etapas de segundo orden o de 2 polos son las más comunes porque son fáciles de construir y de analizar . Los filtros de orden superior normalmente se construyen conectando en cascada etapas de segundo orden. Cada una de las etapas de segundo orden tiene una frecuencia de resonancia y un factor Q que permiten determinar la cantidad de picos.

En esta sección se estudian los **filtros paso bajo de Sallen-Key** (en honor a sus inventores). Estos filtros también se denominan *filtros VCVS*, porque el amplificador operacional se utiliza como una fuente de tensión controlada por tensión. Los circuitos paso bajo con VCVS pueden implementar tres de las aproximaciones básicas: Butterworth, Chebyshev y Bessel.

Implementación del circuito

La Figura 21.24 muestra un filtro paso bajo de segundo orden de Sallen-Key. Observe que las dos resistencias tienen el mismo valor, pero los dos condensadores son diferentes. Hay un circuito de retardo en la entrada no inversora, pero esta vez existe un camino de realimentación a través del condensador C_2. Para bajas frecuencias, ambos condensadores se comportan como circuitos abiertos y el circuito tiene ganancia unidad porque el amplificador operacional está conectado como un seguidor de emisor.

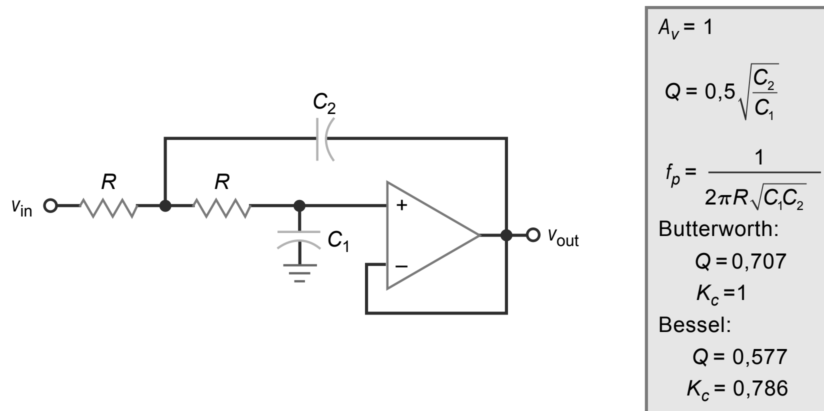
Cuando la frecuencia aumenta, la impedancia de C_1 disminuye y la tensión de la entrada inversora disminuye. Al mismo tiempo, el condensador C_2 está realimentando una señal que está en fase con la señal de entrada. Dado que la señal de realimentación se suma a la señal de fuente, la realimentación es *positiva.* Como resultado, la disminución en la tensión de la entrada no inversora causada por C_1 no es tan grande como lo sería si no existiera la realimentación positiva.

Cuanto más grande es C_2 con respecto a C_1, mayor es la realimentación positiva; esto es equivalente a incrementar el Q del circuito. Si C_2 es lo suficientemente grande como para hacer que Q sea mayor que 0,707, en la respuesta de frecuencia aparecerán picos.

INFORMACIÓN ÚTIL

El estudio de los filtros activos puede ser un poco abrumador. Tómese su tiempo cuando trabaje con los ejemplos y realice los experimentos correspondientes a los filtros que se abordan en el capítulo.

Figura 21.24 Etapa de segundo orden con VCVS para Butterworth y Bessel.



Frecuencia del polo

Como se muestra en la Figura 21.24:

$$Q = 0,5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \tag{21.19}$$

y

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1 C_2}} \tag{21.20}$$

La **frecuencia del polo (f_p)** es una frecuencia especial utilizada en el diseño defiltros activos. Las matemáticas que hay detrás de esta frecuencia del polo son demasiado complejas para abordarlas aquí, ya que es preciso utilizar un tema avanzado denominado *plano s*. En cursos más avanzados se analizan y diseñan los filtros utilizando el plano *s*. (*Nota: s* es un número complejo dado por $\sigma + j\omega$.)

Para cubrir nuestras necesidades, basta entonces con saber cómo calcular la frecuencia del polo. En los circuitos más complicados, la frecuencia del polo queda determinada por la siguiente expresión:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

En un filtro con ganancia unidad de Sallen-Key, se cumple $R_1 = R_2$, por lo que simplificando se obtiene la Ecuación (21.20).

Respuestas de Butterworth y Bessel

Al analizar un circuito como el mostrado en la Figura 21.24, empezamos calculando Q y f_p. Si $Q = 0{,}707$, tenemos una respuesta de Butterworth y un valor deK_c de 1. Si $Q = 0{,}577$, tenemos una respuesta de Bessel y un valor de K_c igual a 0,786. A continuación podemos calcular la frecuencia de corte aplicando:

$$f_c = K_c f_p \tag{21.21}$$

En los filtros de Butterworth y de Bessel, la frecuencia de corte siempre es la frecuencia a la que la atenuación es igual a 3 dB.

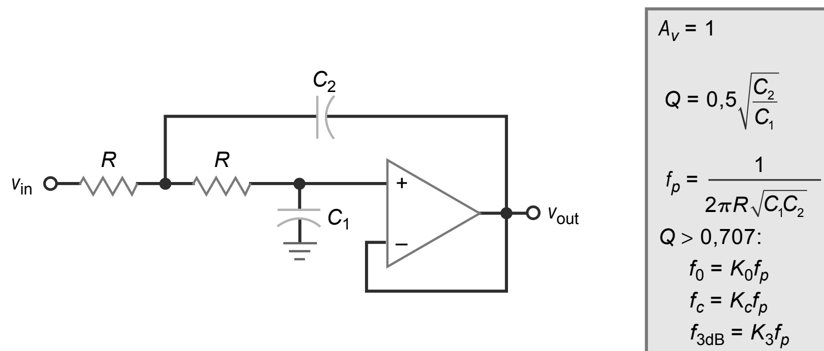
Respuesta con picos

La Figura 21.25 muestra cómo analizar el circuito cuando Q sea mayor que 0,707. Después de calcular Q y la frecuencia del polo del circuito, podemos calcular las otras tres frecuencias con las ecuaciones siguientes:

$$f_0 = K_0 f_p \tag{21.22}$$

$$f_c = K_c f_p \tag{21.23}$$

Figura 21.25 Etapa de segundo orden con VCVS para $Q > 0{,}707$.



$$f_{3dB} = K_3 f_p \tag{21.24}$$

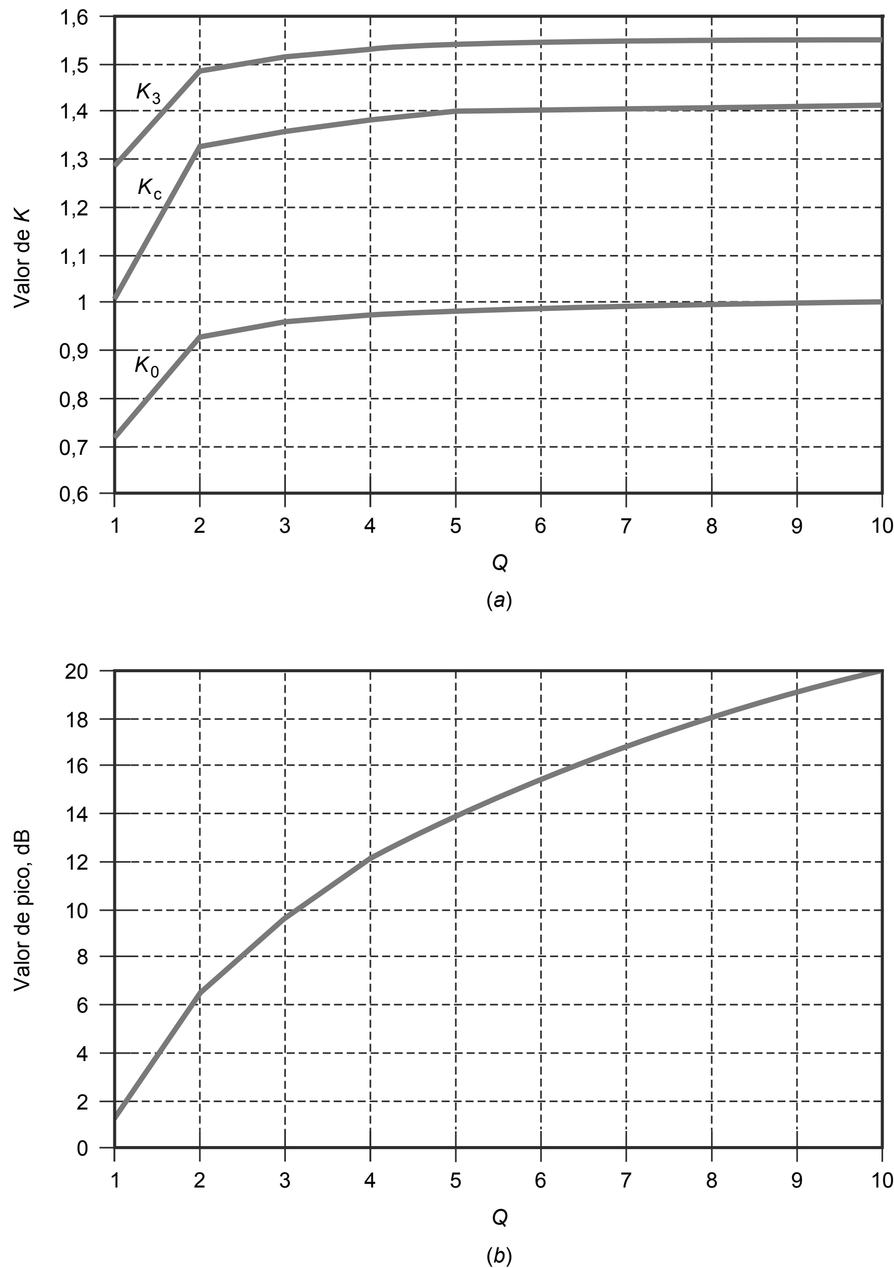
La primera de estas frecuencias es la frecuencia resonante en la que aparecen picos. La segunda es la frecuencia de corte y la tercera es la frecuencia de 3 dB.

La Tabla 21.3 enumera los valores de K y A_p en función de Q. Los valores de Bessel y Butterworth aparecen en las dos primeras filas. Dado que estas respuestas no tienen ninguna frecuencia de resonancia destacable, no se aplican los valores de K_0 y A_p. Cuando Q es mayor que 0,707, aparece una frecuencia de resonancia y los correspon-

Tabla 21.3 Valores de K y amplitud de rizado en etapas de segundo orden

Q	K_0	K_c	K_3	A_p (dB)
0,577	—	0,786	1	—
0,707	—	1	1	—
0,75	0,333	0,471	1,057	0,054
0,8	0,467	0,661	1,115	0,213
0,9	0,620	0,874	1,206	0,688
1	0,708	1,000	1,272	1,25
2	0,935	1,322	1,485	6,3
3	0,972	1,374	1,523	9,66
4	0,984	1,391	1,537	12,1
5	0,990	1,400	1,543	14
6	0,992	1,402	1,546	15,6
7	0,994	1,404	1,548	16,9
8	0,995	1,406	1,549	18
9	0,997	1,408	1,550	19
10	0,998	1,410	1,551	20
100	1,000	1,414	1,554	40

Figura 21.26 (*a*) Valores de *K* en función de *Q*. (*b*) Valor de pico en función de *Q*.



dientes valores de K y A_p. Si se llevan a una gráfica los valores de la Tabla 21.3, se obtienen las Figuras 21.26*a* y *b*. Podemos utilizar la tabla para los valores enteros de Q y las gráficas para los valores intermedios. Por ejemplo, si calculamos un Q de 5, podemos obtener los siguientes valores aproximados a partir de la Tabla 21.3 o de la Figura 21.26: $K_0 = 0{,}99$, $K_c = 1{,}4$, $K_3 = 1.54$ y $A_p = 14$ dB.

En la Figura 21.26*a*, observe que los valores de$K$ se nivelan cuando Q se aproxima a 10. Para valores de$Q$ mayores que 10, utilizaremos estas aproximaciones:

$$\boldsymbol{K_0 = 1} \quad \textbf{(21.25)}$$

$$\boldsymbol{K_c = 1{,}414} \quad \textbf{(21.26)}$$

$$\boldsymbol{K_3 = 1{,}55} \quad \textbf{(21.27)}$$

$$\boldsymbol{A_p = 20 \log Q} \quad \textbf{(21.28)}$$

Los valores mostrados en la Tabla 21.3 y en la Figura 21.26 se aplican a todas las etapas paso bajo de segundo orden.

Producto ganancia-ancho de banda de los amplificadores operacionales

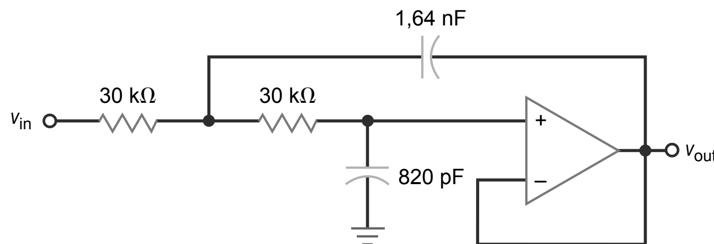
En todas nuestras exposiciones acerca de los filtros activos, vamos a suponer que los amplificadores operacionales tienen el suficiente producto ganancia-ancho de banda (GBW, *gain-bandwidth product*) como para no afectar al funcionamiento del filtro. Un producto GBW limitado hace que el Q de una etapa aumente. Para frecuencias de corte altas, un diseñador debe tener presente la limitación del GBW, ya que puede variar el funcionamiento del filtro.

Una forma de corregir un GBW limitado es mediante la **predistorsión**, lo que hace referencia a disminuir el valor de diseño de Q cuando sea necesario compensar el valor limitado del producto ganancia-ancho de banda. Por ejemplo, si una etapa debe tener un Q de 10 y una limitación del GBW hace que aumente a 11, el diseñador puede definir una predistorsión diseñando la etapa de modo que Q sea 9,1. El GBW limitado aumentará el valor de Q de 9,1 a 10. Los diseñadores tratan de evitar la predistorsión porque, en ocasiones, etapas con un bajo Q y un alto Q interactúan de forma adversa. El mejor método consiste en utilizar un amplificador operacional mejor, uno con un GBW más alto (lo mismo que f_{unidad}).

Ejemplo 21.3

¿Cuáles son los valores de la frecuencia del polo y de Q del filtro mostrado en la Figura 21.27? ¿Cuál es la frecuencia de corte?

Figura 21.27 Ejemplo de Butterworth con ganancia unidad.



SOLUCIÓN El factor Q y la frecuencia del polo son:

$$Q = 0,5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0,5\sqrt{\frac{1,64\,\text{pF}}{820\,\text{pF}}} = 0,707$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi(30\,\text{k}\Omega)\sqrt{(820\,\text{pF})(1,64\,\text{nF})}} = 4,58\,\text{kHz}$$

El valor de Q de 0,707 nos dice que se trata de una respuesta de Butterworth, por lo que la frecuencia de corte es la misma que la frecuencia del polo:

$f_c = f_p = 4{,}58$ kHz

La respuesta del filtro se quiebra a 4,58 kHz y disminuye con una pendiente de 40 dB por década porque $n = 2$.

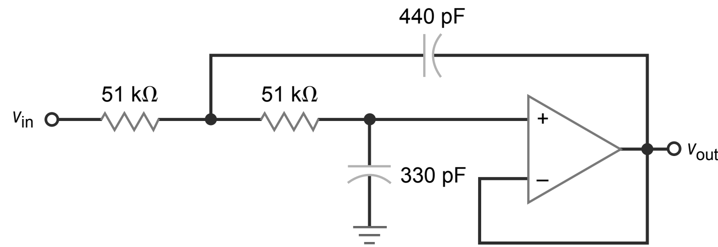
PROBLEMA PRÁCTICO 21.3 Repita el Ejemplo 21.3 cambiando los valores de las resistencias a 10 kΩ.

Ejemplo 21.4

En la Figura 21.28, ¿cuáles son los valores de la frecuencia del polo y de Q? ¿Cuál es la frecuencia de corte?

SOLUCIÓN El factor Q y la frecuencia del polo son:

Figura 21.28 Ejemplo Bessel de ganancia unidad.



$$Q = 0,5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0,5\sqrt{\frac{440\,\text{pF}}{330\,\text{pF}}} = 0,577$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi(51\,\text{k}\Omega)\sqrt{(330\,\text{pF})(440\,\text{pF})}} = 8,19\,\text{kHz}$$

El valor de Q de 0,577 nos dice que se trata de una respuesta de Bessel. Aplicando la Ecuación (21.21), obtenemos la frecuencia de corte:

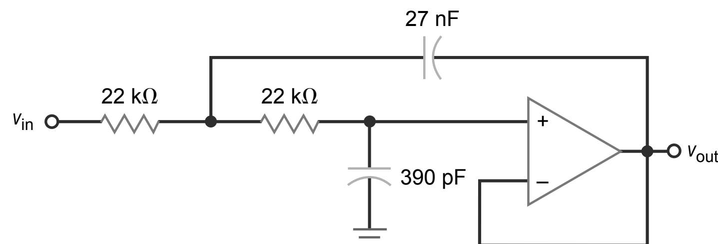
$$f_c = K_c f_p = 0,786(8,19\text{ kHz}) = 6,44\text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 21.4 En el Ejemplo 21.4, si se cambia el valor de C_1 a 680 pF, ¿cuál será el valor de C_2 que mantenga un Q de 0,577?

Ejemplo 21.5

¿Cuáles son los valores de la frecuencia de polo y de Q en el circuito de la Figura 21.29? ¿Cuáles son las frecuencias de corte y de 3 dB?

Figura 21.29 Ejemplo de ganancia unidad con $Q > 0,707$.



SOLUCIÓN Q y la frecuencia de polo son:

$$Q = 0,5\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0,5\sqrt{\frac{27\,\text{nF}}{390\,\text{pF}}} = 4,16$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi(22\,\text{k}\Omega)\sqrt{(390\,\text{pF})(27\,\text{pF})}} = 2,23\,\text{kHz}$$

Utilizando la Figura 21.26, podemos obtener los siguientes valores aproximados para K y A_p:

$K_0 = 0,99$

$K_c = 1,38$

$K_3 = 1,54$

$A_p = 12,5$ dB

La frecuencia de corte es:

$$f_c = K_c f_p = 1{,}38(2{,}23\text{ kHz}) = 3{,}08\text{ kHz}$$

y la frecuencia de 3 dB es:

$$f_{3dB} = K_3 f_p = 1{,}54(2{,}23\text{ kHz}) = 3{,}43\text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 21.5 En la Figura 21.29, cambie el condensador de 27 nF por uno de 14 nF y repita el Ejemplo 21.5.

21.6 Filtros de orden superior

El método estándar de construcción de los filtros de orden superior consiste en conectar en cascada etapas de primer orden y de segundo orden. Si el orden es par , necesitamos conectar en cascada sólo etapas de segundo de orden. Cuando el orden es impar, hay que conectar en cascada etapas de segundo de orden y una única etapa de primer orden. Por ejemplo, si deseamos construir un filtro de orden seis, podemos conectar en cascada tres etapas de segundo orden. Si deseamos construir un filtro de orden cinco, podemos conectar en cascada dos etapas de segundo orden y una etapa de primer orden.

Filtros de Butterworth

Cuando las etapas de filtro están conectadas en cascada, podemos sumar la atenuación en decibelios de cada etapa para obtener la atenuación total. Por ejemplo, la Figura 21.30*a* muestra dos etapas de segundo orden conectadas en cascada. Si cada una tiene un Q de 0,707 y una frecuencia de polo de 1 kHz, entonces cada etapa tiene una respuesta de Butterworth con una atenuación de 3 dB a 1kHz. Aunque cada etapa tiene una respuesta de Butterworth, la respuesta global no es una respuesta de Butterworth porque decae en la frecuencia del polo, como se indica en

Figura 21.30 (*a*) Dos etapas conectadas en cascada. (*b*) Etapas iguales producen una caída en la frecuencia de corte. (*c*) Etapas de bajo *Q* y de alto *Q* se compensan para generar una respuesta de Butterworth.

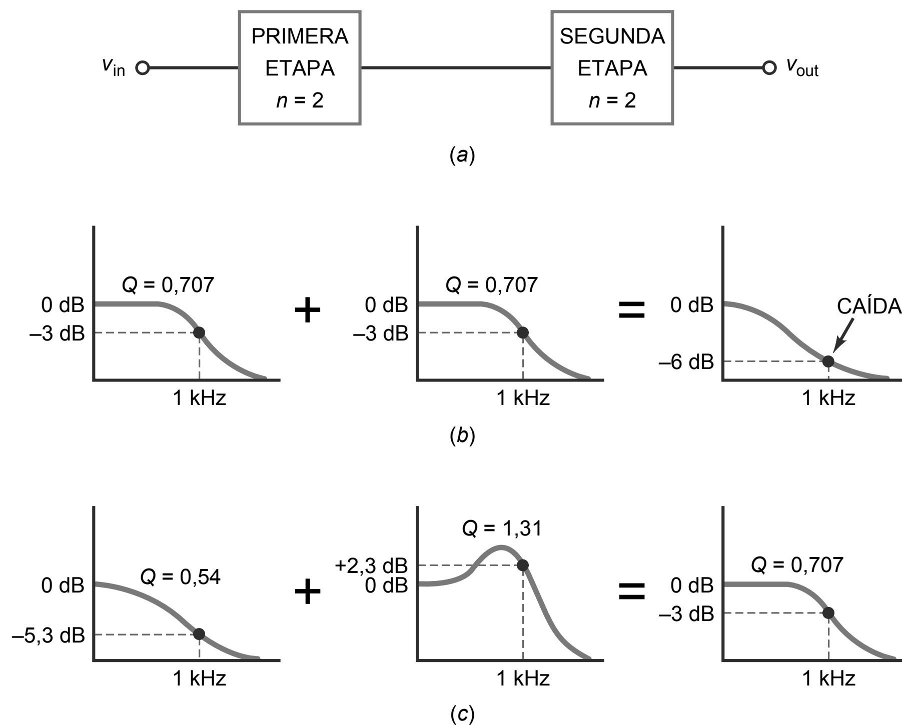


Tabla 21.4 Factores Q encadenados para filtros paso bajo de Butterworth					
Orden	**Etapa 1**	**Etapa 2**	**Etapa 3**	**Etapa 4**	**Etapa 5**
2	0,707				
4	0,54	1,31			
6	0,52	1,93	0,707		
8	0,51	2,56	0,6	0,9	
10	0,51	3,2	0,56	1,1	0,707

la Figura 21.30*b*. Dado que cada etapa tiene una atenuación de 3 dB a la frecuencia de corte de 1 kHz, la atenuación global es de 6 dB a 1 kHz.

Para obtener una respuesta de Butterworth, las frecuencias de polo tienen que seguir en 1 kHz, pero los factores Q de las etapas tienen que sucederse por encima y por debajo de 0,707. La Figura 21.30*c* muestra cómo obtener una respuesta de Butterworth para el filtro global. La primera etapa tiene un $Q = 0{,}54$ y la segunda etapa tiene un $Q = 1{,}31$. El pico en la segunda etapa compensa la caída de la primera etapa para proporcionar una atenuación de 3 dB en 1 kHz. Además, podemos ver que la respuesta en la banda de paso es maximalmente plana con estos valores de Q.

La Tabla 21.4 muestra la sucesión de valores de Q de las etapas utilizadas en filtros de Butterworth de orden superior. Todas las etapas tienen la misma frecuencia de polo, pero cada una de ellas tiene un Q diferente. Por ejemplo, el filtro de cuarto orden descrito en la Figura 21.30*c* utiliza valores de Q de 0,54 y 1,31, los mismos valores indicados en la Tabla 21.4. Para construir un filtro de Butterworth de orden diez, necesitaremos cinco etapas con los siguientes valores de Q: 0,51; 3,2; 0,56; 1,1 y 0,707.

Filtros de Bessel

En los filtros de Bessel de orden superior, necesitamos encadenar tanto los factores Q como las frecuencias de polo de cada una de las etapas. La Tabla 21.5 especifica el Q y la f_p de cada etapa de un filtro con una frecuencia de corte de 1000 Hz. Por ejemplo, un filtro de Bessel de cuarto orden necesita una primera etapa con $Q = 0{,}52$ y $f_p = 1432$ Hz, y una segunda etapa con $Q = 0{,}81$ y $f_p = 1606$ Hz.

Si la frecuencia es diferente de 1000 Hz, las frecuencias de polo de la Tabla 21.5 se escalan en proporción directa por un **factor de escalado de frecuencia** (FSF, *frequency scaling factor*) que se define como:

Tabla 21.5 Factores Q y frecuencias de polo para filtros paso bajo de Bessel ($f_c = 1000$ Hz)										
Orden	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}	Q_5	f_{p5}
2	0,577	1274								
4	0,52	1432	0,81	1606						
6	0,51	1607	1,02	1908	0,61	1692				
8	0,51	1781	1,23	2192	0,71	1956	0,56	1835		
10	0,50	1946	1,42	2455	0,81	2207	0,62	2066	0,54	1984

Tabla 21.6 A_p, Q y f_p para filtros paso bajo de Chebyshev ($f_c = 1000$ Hz)

Orden	A_p, dB	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}
2	1	0,96	1050						
	2	1,13	907						
	3	1,3	841						
4	1	0,78	529	3,56	993				
	2	0,93	471	4,59	964				
	3	1,08	443	5,58	950				
6	1	0,76	353	8	995	2,2	747		
	2	0,9	316	10,7	983	2,84	730		
	3	1,04	298	12,8	977	3,46	722		
8	1	0,75	265	14,2	997	4,27	851	1,96	584
	2	0,89	238	18,7	990	5,58	842	2,53	572
	3	1,03	224	22,9	987	6,83	839	3,08	566

$$\text{FSF} = \frac{f_c}{1 \text{ kHz}}$$

Por ejemplo, si un filtro de Bessel de orden seis tiene una frecuencia de corte de 7,5 kHz, multiplicaríamos cada frecuencia de polo dada en la Tabla 21.5 por 7,5.

Filtros de Chebyshev

En los filtros de Chebyshev, tenemos que encadenar los valores de Q y f_p. Además, hay que incluir la amplitud del rizado. La Tabla 21.6 muestra el valor de Q y f_p para cada etapa de un filtro de Chebyshev. Por ejemplo, un filtro de Chebyshev de orden seis con una amplitud de rizado de 2 dB necesita una primera etapa con $Q = 0{,}9$ y $f_p = 316$ Hz. La segunda etapa tiene que tener $Q = 10{,}7$ y $f_p = 983$ Hz y una tercera etapa tiene que tener $Q = 2{,}84$ y $f_p = 730$ Hz.

Diseño de filtros

La exposición anterior nos ha proporcionado la idea básica que hay detrás del diseño de los filtros de orden superior. Hasta el momento, hemos visto sólo la implementación del circuito más simple, que es la etapa de segundo orden y ganancia unidad de Sallen-Key. Conectando en cascada etapas con ganancia unidad de Sallen-Key con valores encadenados de Q y de las frecuencias de polo, podemos implementar filtros de orden superior para las aproximaciones de Butterworth, Bessel y Chebyshev.

Las tablas anteriores indican cómo se tienen que encadenar los valores de Qs y las frecuencias de los polos en los diferentes diseños. En los manuales de filtros se facilitan tablas más grandes y exhaustivas. El diseño de filtros activos es muy complicado, especialmente cuando se necesitan diseñar filtros de orden mayor que 20 y es preciso llegar a ciertos compromisos en lo que se refiere a la complejidad del circuito, la sensibilidad de los componentes y la facilidad de sintonización.

Todo esto nos lleva a una importante conclusión: todos los diseños de filtros serios se realizan utilizando computadoras porque los cálculos son difíciles y llevan mucho tiempo si se quieren realizar manualmente. Un programa informático para un filtro activo almacena todas las ecuaciones, las tablas y circuitos necesarios para implementar las cinco aproximaciones vistas anteriormente (Butterworth, Chebyshev, inversa de Chebyshev, elíptica y Bessel). Los circuitos empleados para construir filtros van desde una simple etapa de amplificador operacional hasta complejas etapas con cinco amplificadores operacionales.

21.7 Filtros paso bajo de componentes iguales con VCVS

La Figura 21.31 muestra otro filtro paso bajo de segundo orden de Sallen-Key . En este caso, ambas resistencias y ambos condensadores tienen el mismo valor. Por esta razón, este circuito se denomina **filtro de componentes iguales de Sallen-Key**.El circuito tiene una ganancia de tensión en la banda media de frecuencias de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (21.29)$$

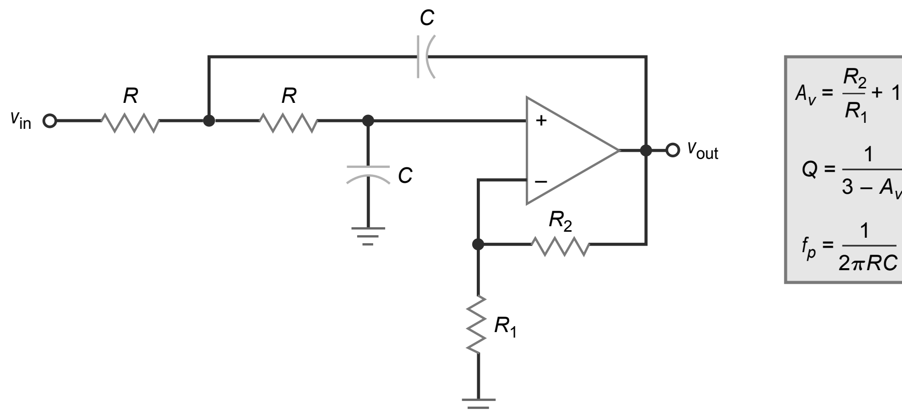
El funcionamiento del circuito es similar al filtro con ganancia unidad de Sallen-Key , excepto por el efecto de la ganancia de tensión. Puesto que la ganancia de tensión puede producir más realimentación positiva a través del condensador de realimentación, el Q de la etapa se convierte en una función de la ganancia de tensión y está dado por:

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} \qquad (21.30)$$

Como A_v no puede ser menor que la unidad, el Q mínimo será 0,5. Cuando A_v aumenta de 1 a 3, Q varía entre 0,5 e infinito. Por tanto, el rango permitido de A_v es el comprendido entre 1 y 3. Si tratamos que el circuito funcione con una A_v mayor que 3, comenzará a oscilar ya que la realimentación positiva es demasiado grande. De hecho, es peligroso utilizar una ganancia de tensión que sea incluso próxima a 3, porque la deriva y la tolerancia de los componentes puede hacer que la ganancia de tensión llegue a ser mayor que 3. En un ejemplo posterior veremos más en detalle esta cuestión.

Después calculamos A_v, Q y f_p utilizando las ecuaciones proporcionadas en la Figura 21.31, el resto del análisis es igual que antes, ya que un filtro de Butterworth tiene los valores siguientes: $Q = 0{,}707$ y $K_c = 1$. Un filtro de Bessel tiene $Q = 0{,}577$ y $K_c = 0{,}786$. Para otros valores de Q, podemos obtener los valores aproximados de K y A_p interpolando los valores de la Tabla 21.3 o utilizando la Figura 21.26.

Figura 21.31 Etapa con componentes iguales y VCVS.



Ejemplo 21.6

Hallar la frecuencia del polo y el valor de Q del filtro de la Figura 21.32. ¿Cuál es la respuesta en frecuencia?

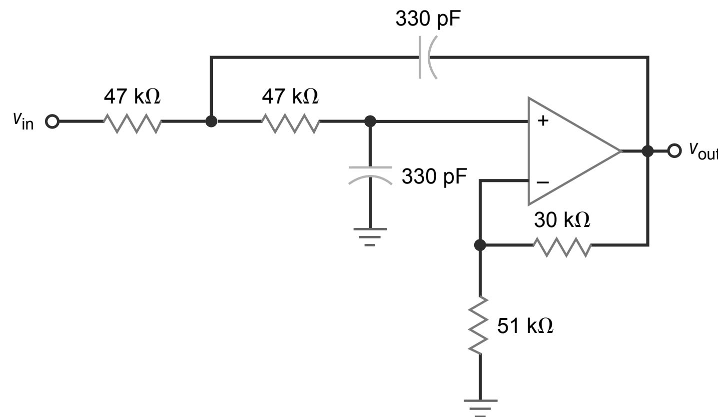
SOLUCIÓN Los valores de A_v, Q y f_p son:

$$A_v = \frac{30\text{ k}\Omega}{51\text{ k}\Omega} + 1 = 1{,}59$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 1{,}59} = 0{,}709$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(47\text{ k}\Omega)(330\text{ pF})} = 10{,}3\text{ kHz}$$

Figura 21.32 Ejemplo con componentes iguales de Butterworth.



Se requiere un valor de Q de 0,77 para generar un rizado de 0,1 dB. Por tanto, un valor de Q de 0,709 produce un rizado menor de 0,003 dB. A efectos prácticos, el Q calculado de 0,709 indica que tenemos una muy buena aproximación a una respuesta de Butterworth.

La frecuencia de corte de un filtro de Butterworth es igual a la frecuencia del polo de 10,3 kHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 21.6 En el Ejemplo 21.6, cambie las resistencias de 47 kΩ por resistencias de 22 kΩ y obtenga A_v, Q y f_p.

Ejemplo 21.7

En el circuito de la Figura 21.33, calcule la frecuencia del polo y el factor Q. ¿Cuál es la frecuencia de corte?

SOLUCIÓN Los valores de A_v, Q y f_p son:

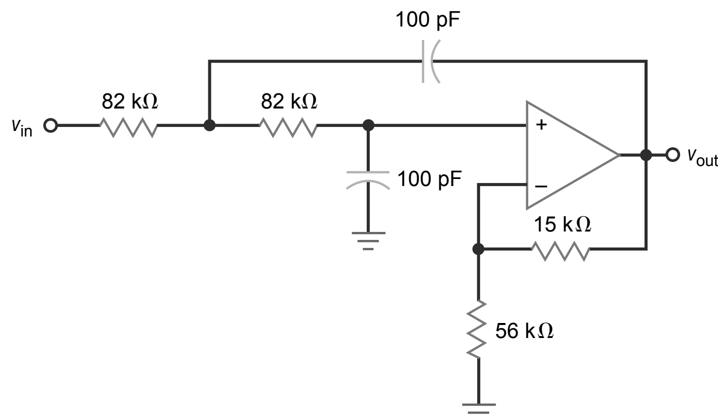
$$A_v = \frac{15\text{ k}\Omega}{56\text{ k}\Omega} + 1 = 1{,}27$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 1{,}27} = 0{,}578$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(82\text{ k}\Omega)(100\text{ pF})} = 19{,}4\text{ kHz}$$

Este valor de Q corresponde a una respuesta de segundo orden de Bessel. Por tanto, $K_c = 0{,}786$ y la frecuencia de corte es:

Figura 21.33 Ejemplo con componentes iguales de Bessel.



$f_c = 0{,}786 f_p = 0{,}786(19{,}4 \text{ kHz}) = 15{,}2 \text{ kHz}$

PROBLEMA PRÁCTICO 21.7 Repita el Ejemplo 21.7 con condensadores iguales a 330 pF y R fijada en 100 kΩ.

Ejemplo 21.8

En el circuito de la Figura 21.34, calcule la frecuencia del polo y el valor de Q. ¿Cuáles son las frecuencias de resonancia, de corte y a 3 dB? ¿Cuál es la amplitud de rizado en decibelios?

SOLUCIÓN Los valores de A_v, Q y f_p son:

$$A_v = \frac{39 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega} + 1 = 2{,}95$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2.95} = 20$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(56 \text{ k}\Omega)(220 \text{ pF})} = 12{,}9 \text{ kHz}$$

La Figura 21.26 muestra sólo valores de Q entre 1y 10. En este caso, necesitamos utilizar las Ecuaciones (21.25) hasta (21.28) para obtener los valores de K y Q:

$$K_0 = 1$$

$$K_c = 1{,}414$$

$$K_3 = 1{,}55$$

$$A_p = 20 \log Q = 20 \log 20 = 26 \text{ dB}$$

La frecuencia de resonancia es:

$$f_0 = K_0 f_p = 12{,}9 \text{ kHz}$$

La frecuencia de corte es:

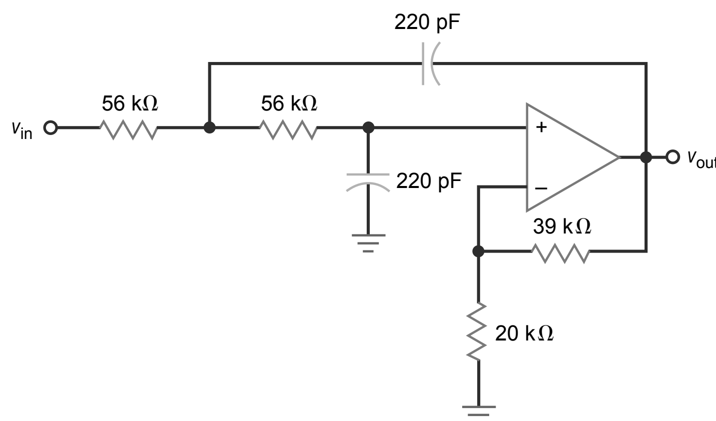
$$f_c = K_c f_p = 1{,}414\ (12{,}9 \text{ kHz}) = 18{,}2 \text{ kHz}$$

y la frecuencia a 3 dB es:

$$f_{3\text{dB}} = K_3 f_p = 1{,}55(12{,}9 \text{ kHz}) = 20 \text{ kHz}$$

El circuito genera un pico de 26 dB en la respuesta a la frecuencia de 12,9 kHz, después cae hasta 0 dB en la frecuencia de corte y cae 3 dB a 20 kHz.

Figura 21.34 Ejemplo con componentes iguales con $Q > 0{,}707$.



Un circuito de Sallen-Key como éste no es práctico porque Q es demasiado alto. Dado que la ganancia de tensión es 2,95, cualquier error en los valores de R_1 y R_2 puede dar lugar a incrementos grandes de Q. Por ejemplo, si la tolerancia de las resistencias es del ± 1 por ciento, la ganancia de tensión puede ser tan alta como:

$$A_v = \frac{1{,}01(39\,\text{k}\Omega)}{0{,}99(20\,\text{k}\Omega)} + 1 = 2{,}989$$

Esta ganancia de tensión produce un factor Q igual a:

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2{,}989} = 90{,}9$$

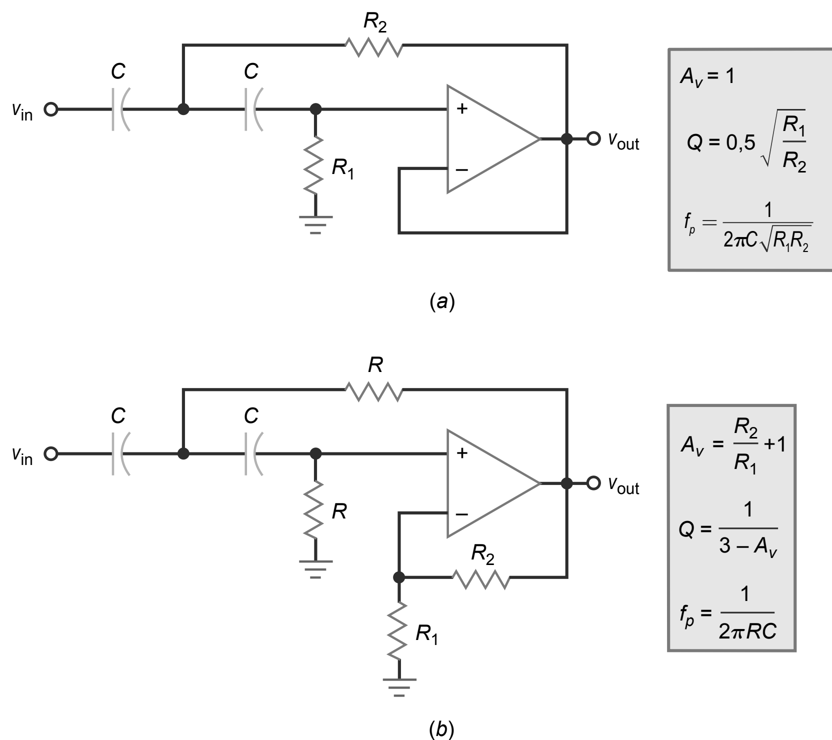
El valor de Q ha cambiado desde el valor de diseño de 20 a un valor aproximado de 90,9, lo que significa que la respuesta en frecuencia es radicalmente diferente de la respuesta que se busca.

Incluso aunque el filtro de Sallen-Key con componentes iguales sea simple comparado con otros filtros, presenta la desventaja de la sensibilidad de los componentes cuando se utilizan valores de Q altos. Por esta razón, normalmente, se emplean circuitos más complejos para etapas de alto Q. La complejidad añadida reduce la sensibilidad de los componentes.

21.8 Filtros paso alto con VCVS

La Figura 21.35*a* muestra un filtro paso alto con ganancia unidad de Sallen-Key y sus ecuaciones. Observe que las posiciones de las resistencias y de los condensadores se han invertido. Observe también que Q depende de la relación de las resistencias en lugar de las capacidades. Los cálculos son similares a los vistos para los filtros paso bajo, excepto en que tenemos que dividir la frecuencia del polo entre el valor de K. Para calcular la frecuencia de corte de un filtro paso alto, utilizamos:

Figura 21.35 Etapas paso alto de segundo orden con VCVS. (*a*) Ganancia unidad. (*b*) Ganancia de tensión mayor que la unidad.



$$f_c = \frac{f_p}{K_c} \tag{21.31}$$

Del mismo modo, dividimos la frecuencia del polo entre K_0 o K_3 para las restantes frecuencias. Por ejemplo, si la frecuencia de polo es 2,5 kHz y en la gráfica de la Figura 21,26 obtenemos $K_c = 1,3$, la frecuencia de corte para el filtro paso alto es:

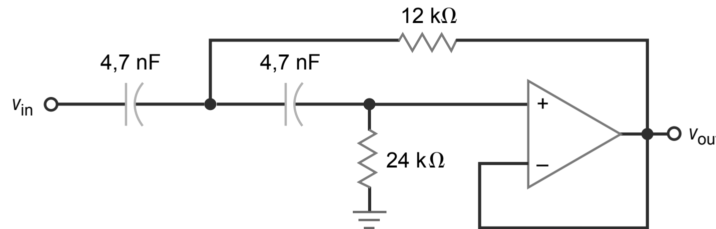
$$f_c = \frac{2,5\,\text{kHz}}{1,3} = 1,92\,\text{kHz}$$

La Figura 21.35*b* muestra el filtro paso alto de Sallen-Key con componentes iguales y sus ecuaciones. Todas las ecuaciones son las mismas que las correspondientes al filtro paso bajo. Las posiciones de las resistencias y de los condensadores se han invertido. Los siguientes ejemplos muestran cómo deben analizarse los filtros paso alto.

Ejemplo 21.9

En el filtro de la Figura 21.36, calcule la frecuencia de polo y el factor Q. ¿Cuál es la frecuencia de corte?

Figura 21.36 Ejemplo de paso alto de Butterworth.



SOLUCIÓN El valor del factor Q y de la frecuencia del polo son:

$$Q = 0,5\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = 0,5\sqrt{\frac{24\,\text{k}\Omega}{12\,\text{k}\Omega}} = 0,707$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1R_2}} = \frac{1}{2\pi(4,7\,\text{nF})\sqrt{(24\,\text{k}\Omega)(12\,\text{k}\Omega)}} = 2\,\text{kHz}$$

Puesto que $Q = 0,707$, el filtro tiene una respuesta de segundo orden de Butterworth y:

$$f_c = f_p = 2\text{ kHz}$$

El filtro tiene una respuesta paso alto con una inflexión a 2 kHz, y disminuye con una pendiente de 40 dB por década por debajo de 2 kHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 21.9 En la Figura 21.36, duplique los valores de las dos resistencias. Halle los valores de Q, f_p y f_c.

Ejemplo 21.10

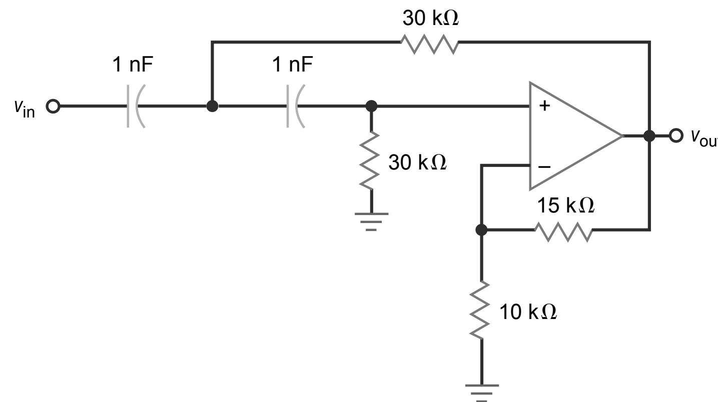
En el circuito de la Figura 21.37, determine el valor de la frecuencia del polo y del factor Q. ¿Cuáles son las frecuencias de resonancia, de corte y a 3 dB? ¿Cuál es la amplitud del rizado en decibelios?

SOLUCIÓN Los valores de A_v, Q y f_p son:

$$A_v = \frac{15\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega} + 1 = 2,5$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2,5} = 2$$

Figura 21.37 Ejemplo de paso alto con $Q > 1$.



$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(30\text{ k}\Omega)(1\text{ nF})} = 5{,}31\text{ kHz}$$

De acuerdo con la Figura 21.26, un Q de 2 proporciona los siguientes valores aproximados:

$$K_0 = 0{,}94$$
$$K_c = 1{,}32$$
$$K_3 = 1{,}48$$
$$A_p = 20\log Q = 20\log 2 = 6{,}3\text{ dB}$$

La frecuencia de resonancia es:

$$f_0 = \frac{f_p}{K_0} = \frac{5{,}31\text{ kHz}}{0{,}94} = 5{,}65\text{ kHz}$$

La frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{f_p}{K_c} = \frac{5{,}31\text{ kHz}}{1{,}32} = 4{,}02\text{ kHz}$$

La frecuencia a 3 dB es:

$$f_{3\text{dB}} = \frac{f_p}{K_3} = \frac{5{,}31\text{ kHz}}{1{,}48} = 3{,}59\text{ kHz}$$

El circuito produce un pico de 6,3 dB en la respuesta a la frecuencia de 5,65 kHz, cae a 0 dB en la frecuencia de corte de 4,02 kHz, y está 3 dB por debajo a 3,59 kHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 21.10 Repita el Ejemplo 21.10 cambiando la resistencia de 15 kΩ por una de 17,5 kΩ.

21.9 Filtros paso banda con realimentación múltiple

Un filtro paso banda tiene una frecuencia central y un ancho de banda. Recordemos las ecuaciones básicas de una respuesta paso banda:

$$\text{BW} = f_2 - f_1$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}}$$

Cuando Q es menor que 1, el filtro presenta una respuesta de banda ancha. En este caso, un filtro paso banda normalmente se construye conectando en cascada una etapa paso bajo con una etapa paso alto. Cuando Q es mayor que 1, el filtro presenta una respuesta de banda estrecha y se utiliza una aproximación diferente.

Filtros de banda ancha

Supongamos que deseamos construir un filtro paso banda con una frecuencia de corte inferior de 300 Hz y una frecuencia de corte superior de 3,3 kHz. La frecuencia central del filtro es:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(300\,\text{Hz})(3{,}3\ \text{kHz})} = 995\,\text{Hz}$$

El ancho de banda es:

$$\text{BW} = f_2 - f_1 = 3{,}3\ \text{kHz} - 300\ \text{Hz} = 3\ \text{kHz}$$

Q es:

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}} = \frac{995\ \text{Hz}}{3\ \text{kHz}} = 0{,}332$$

Dado que Q es menor que 1, podemos utilizar etapas paso bajo y paso alto conectadas en cascada, como se muestra en la Figura 21.38. El filtro paso alto tiene una frecuencia de corte de 300 Hz y el filtro paso bajo tiene una frecuencia de corte de 3,3 kHz. Si sumamos las dos respuestas en decibelios, obtenemos una respuesta paso banda con frecuencias de corte en 300 Hz y 3,3 kHz.

Cuando Q es mayor que 1, las frecuencias de corte están mucho más próximas entre sí de lo que están en la Figura 21.38, por lo que la suma de las atenuaciones de la banda de paso es mayor que 3 dB a las frecuencias de corte. Por tanto, utilizamos otra aproximación para los filtros de banda estrecha.

Filtros de banda estrecha

Si Q es mayor que 1, podemos utilizar el filtro con **realimentación múltiple** mostrado en la Figura 21.39. En primer lugar, observe que la señal de entrada se aplica a la entrada inversora en lugar de a la entrada no inversora. En segundo lugar, observe que dicho circuito tiene dos caminos de realimentación, uno a través de un condensador y otro a través de una resistencia.

A bajas frecuencias, los condensadores se comportan como circuitos abiertos. Por tanto, la señal de entrada no puede llegar al amplificador operacional y la salida es cero. A altas frecuencias, los condensadores se comportan como cortocircuitos. En este caso, la ganancia de tensión es cero porque el condensador de realimentación tiene una impedancia igual a cero. Entre las bajas y altas frecuencias, hay una banda de frecuencias en la que el circuito se comporta como un amplificador inversor.

La ganancia de tensión en la frecuencia central está dada por:

$$\boldsymbol{A_v = \frac{-R_2}{2R_1}} \qquad \textbf{(21.32)}$$

que es prácticamente la misma que la ganancia de tensión de un amplificador inversor, excepto por el factor de 2 que aparece en el denominador. El factor Q del circuito queda determinado por la siguiente ecuación:

Figura 21.38 El filtro de banda ancha utiliza etapas paso bajo y paso alto conectadas en cascada.

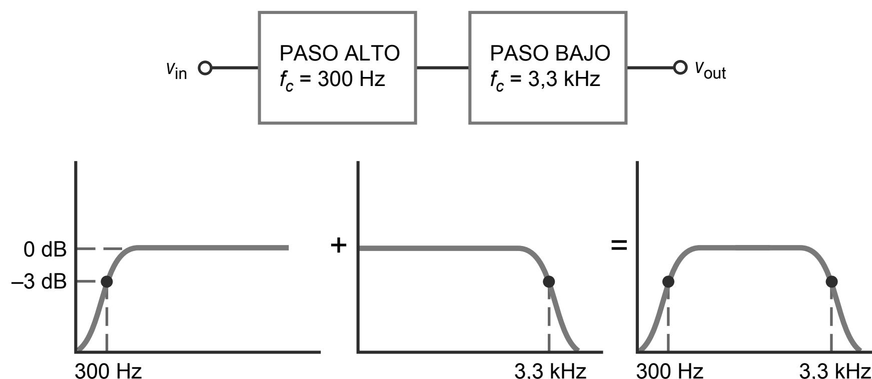
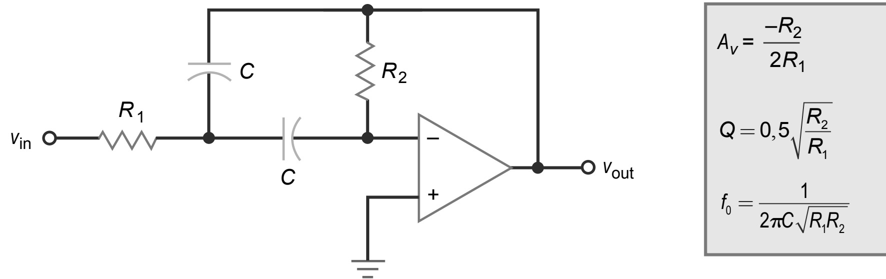


Figura 21.39 Etapa paso banda con realimentación múltiple.



$$Q = 0,5\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \tag{21.33}$$

lo que es equivalente a:

$$Q = 0,707\sqrt{-A_v} \tag{21.34}$$

Por ejemplo, si $A_v = -100$:

$$Q = 0,707\sqrt{100} = 7,07$$

La Ecuación (21.34) nos dice que cuanto mayor es la ganancia de tensión, mayor es Q.

La frecuencia central está dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \tag{21.35}$$

Puesto que $C_1 = C_2$ en el circuito de la Figura 21.39, la ecuación se simplifica como sigue:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1R_2}} \tag{21.36}$$

Incremento de la impedancia de entrada

La Ecuación (21.33) nos dice que Q es proporcional a la raíz cuadrada de R_2/R_1. Para obtener valores altos de Q, necesitamos utilizar una relación alta de R_2/R_1. Por ejemplo, para obtener un valor de Q de 5, R_2/R_1 tiene que ser igual a 100. Para evitar problemas con las corrientes de polarización y de *offset* de entrada, normalmente, R_2 debe tomar un valor de unos 100 kΩ, lo que implica que R_1 tiene que ser menor que 1 kΩ. Para valores de Q mayores que 5, R_1 tiene que ser incluso más pequeña. Esto quiere decir que la impedancia de entrada del circuito de la Figura 21.39 puede ser demasiado pequeña para valores de Q más grandes.

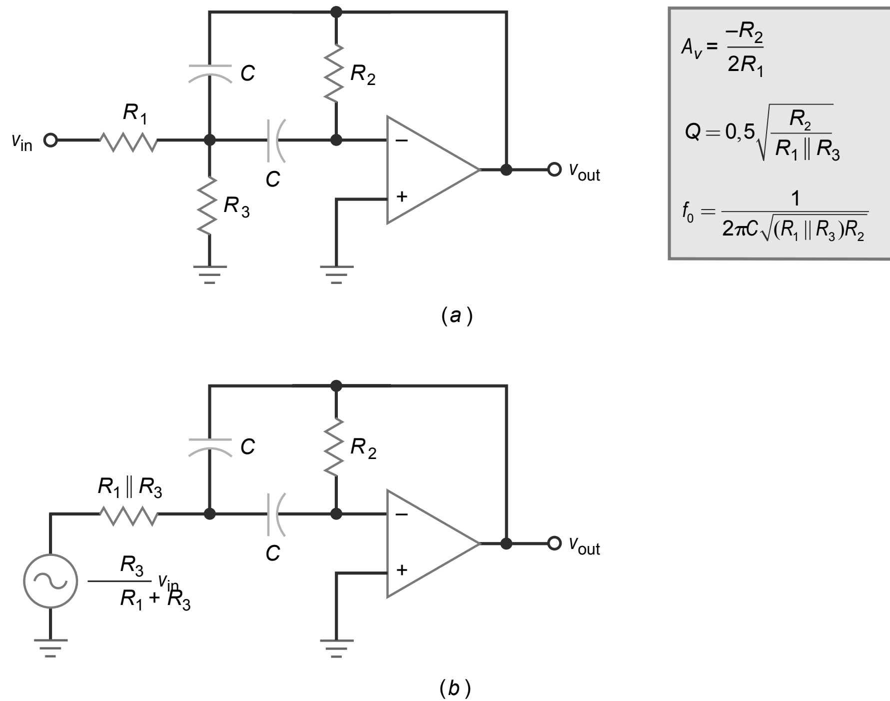
La Figura 21.40*a* muestra un filtro paso banda con realimentación múltiple que aumenta la impedancia de entrada. El circuito es idéntico al circuito con realimentación múltiple anterior, excepto por la nueva resistencia R_3. Observe que R_1 y R_3 forman un divisor de tensión. Aplicando el teorema de Thevenin, el circuito se simplifica como se muestra en la Figura21.40*b*. Esta configuración es la misma que la mostrada en laFigura 21.39, pero parte de las ecuaciones son diferentes. Para empezar, la ganancia de tensión todavía queda determinada por la Ecuación (21.32). Pero Q y la frecuencia central son:

$$Q = 0,5\sqrt{\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}} \tag{21.37}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{(R_1 \parallel R_3)R_2}} \tag{21.38}$$

Este circuito presenta la ventaja de una impedancia de entrada mayor, ya que R_1 puede hacerse más grande para un determinado Q.

Figura 21.40 Incremento de la impedancia de entrada de la etapa con realimentación múltiple.



Frecuencia central sintonizable con ancho de banda constante

En muchas aplicaciones, no es necesario tener una ganancia de tensión mayor que 1, porque normalmente la ganancia de tensión se obtiene en otra etapa. Si es aceptable una ganancia de tensión igual a la unidad, podemos utilizar un circuito más inteligente que varíe la frecuencia central a la vez que se mantiene el ancho de banda constante.

La Figura 21.41 muestra un circuito con realimentación múltiple modificado en el que $R_2 = 2R_1$ y R_3 es variable. Con este circuito, las ecuaciones de análisis son las siguientes:

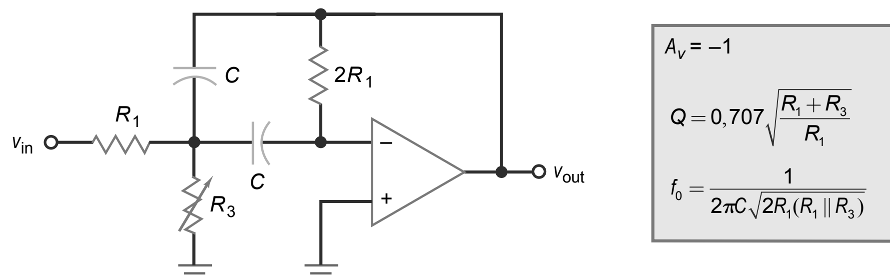
$$A_v = -1 \tag{21.39}$$

$$Q = 0,707\sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_3}} \tag{21.40}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{2R_1(R_1 \| R_3)}} \tag{21.41}$$

Dado que BW = f_0/Q, podemos derivar la siguiente ecuación para el ancho de banda:

Figura 21.41 Etapa con realimentación múltiple con frecuencia central variable y ancho de banda constante.



$$\mathbf{BW} = \frac{1}{2\pi R_1 C} \tag{21.42}$$

La Ecuación (21.41) nos dice que al variar R_3 variará f_0, y la Ecuación (21.42) establece que el ancho de banda es independiente de R_3. Por tanto, podemos tener un ancho de banda constante a la vez que variamos la frecuencia central.

La resistencia variable R_3 de la Figura 21.41 suele ser un transistor JFET utilizado como resistencia controlada por tensión (lo que se ha explicado en la Sección 13.9). Puesto que la tensión de puerta cambia la resistencia del JFET, la frecuencia central del circuito puede sintonizarse electrónicamente.

Ejemplo 21.11

La tensión de puerta del circuito de la Figura 21.42 puede variar la resistencia JFET entre 15 y 80 Ω. ¿Cuál es el ancho de banda? ¿Cuáles son las frecuencias centrales mínima y máxima?

SOLUCIÓN La Ecuación (21.42) nos proporciona el ancho de banda:

$$\text{BW} = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \frac{1}{2\pi(18\ \text{k}\Omega)(8{,}2\ \text{nF})} = 1{,}08\ \text{kHz}$$

Aplicando la Ecuación (21.41) obtenemos la frecuencia central mínima:

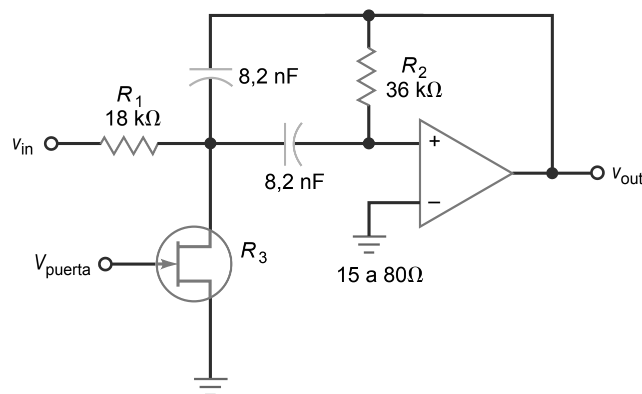
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{2R_1(R_1 \parallel R_3)}}$$
$$= \frac{1}{2\pi(8{,}2\ \text{nF})\sqrt{2(18\ \text{k}\Omega)(18\ \text{k}\Omega \parallel 80\ \text{k}\Omega)}}$$
$$= 11{,}4\ \text{kHz}$$

La frecuencia máxima es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(8{,}2\ \text{nF})\sqrt{2(18\ \text{k}\Omega)(18\ \text{k}\Omega \parallel 15\ \Omega)}} = 26{,}4\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 21.11 En el circuito de la Figura 21.42, cambie R_1 a 10 kΩ y repita el Ejemplo 21.11.

Figura 21.42 Sintonización de un filtro con realimentación múltiple y una resistencia controlada por tensión.



21.10 Filtros de banda eliminada

Existen muchas implementaciones de circuito para los filtros de banda eliminada. Utilizan de uno a cuatro amplificadores operacionales en cada etapa de segundo orden. En muchas aplicaciones, un filtro de banda eliminada sólo tiene que bloquear una única frecuencia. Por ejemplo, la tensión de la red puede inducir un "murmullo" a la frecuencia de 50 Hz en circuitos sensibles; esto puede interferir con la señal deseada. En este caso, podemos utilizar un filtro de banda eliminada para rechazar la señal no deseada.

La Figura 21.43 muestra un **filtro de hendidura de segundo orden de Sallen-Key** y sus ecuaciones de análisis. A bajas frecuencias, todos los condensadores se consideran circuitos abiertos. En consecuencia, toda la señal de entrada llega a la entrada no inversora. El circuito tiene una ganancia de tensión en la banda de paso de:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad (21.43)$$

A frecuencias muy altas, los condensadores se consideran cortocircuitos. De nuevo, toda la señal de entrada llega a la entrada no inversora:

Entre las bajas y las altas frecuencias, se encuentra la frecuencia central determinada por la ecuación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (21.44)$$

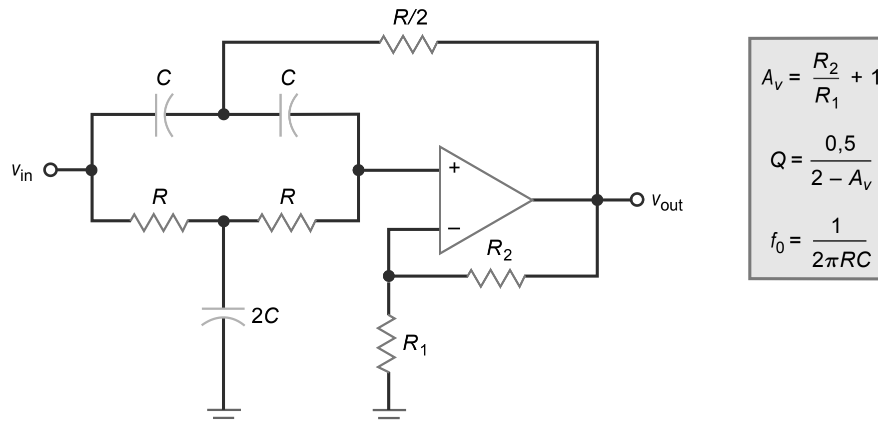
A esta frecuencia, la señal de realimentación retorna con la amplitud y la fase adecuadas para atenuar la señal en la entrada no inversora. Por tanto, la tensión de salida cae a un valor muy bajo.

El valor de Q del circuito está dado por:

$$Q = \frac{0{,}5}{2 - A_v} \qquad (21.45)$$

La ganancia de tensión de un filtro de hendidura de Sallen-Key tiene que ser menor que 2 para evitar oscilaciones. A causa de la tolerancia de las resistencias deR_1 y R_2, el Q del circuito tiene que ser menor que 10. Para valores de Q altos, la tolerancia de estas resistencias pueden producir una ganancia de tensión mayor que 2, la cual dará lugar a oscilaciones.

Figura 21.43 Filtro de hendidura de segundo orden de Sallen-Key.



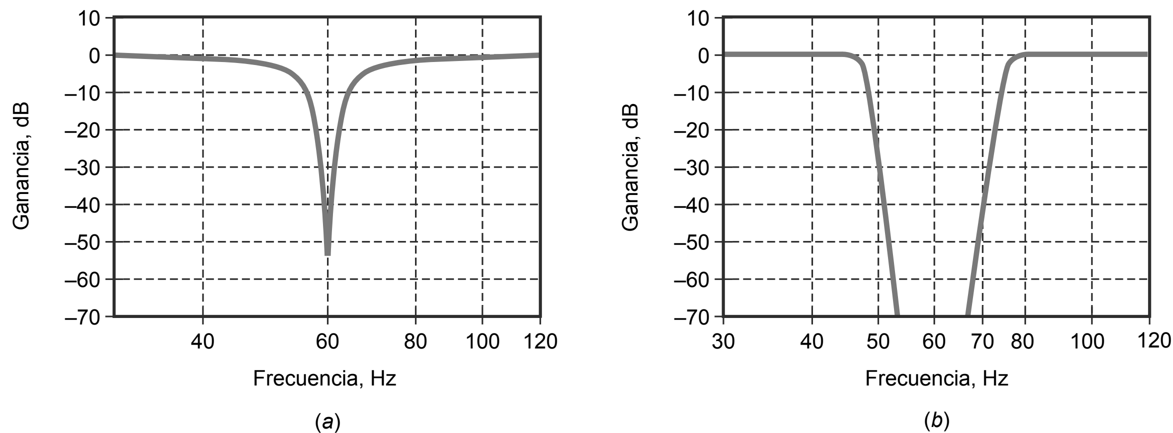
Ejemplo 21.12

Determinar la ganancia de tensión, la frecuencia central y el valor de Q para el filtro de banda eliminada mostrado en la Figura 21.43 si $R = 22\ \text{k}\Omega$, $C = 120$ nF, $R_1 = 13\ \text{k}\Omega$ y $R_2 = 10\ \text{k}\Omega$.

SOLUCIÓN Aplicando las Ecuaciones (21.43) a (21.45), obtenemos:

$$A_v = \frac{10\,\text{k}\Omega}{13\,\text{k}\Omega} + 1 = 1{,}77$$

Figura 21.44 (*a*) Filtro de hendidura de segundo orden a 60 Hz. (*b*) Filtro de hendidura con $n = 20$.



$$f_0 = \frac{1}{2\pi(22\ \text{k}\Omega)(120\ \text{nF})} = 60{,}3\ \text{Hz}$$

$$Q = \frac{0{,}5}{2 - A_v} = \frac{0{,}5}{2 - 1{,}77} = 2{,}17$$

La Figura 21.44*a* muestra la respuesta. Observe lo abrupta que es la hendidura en un filtro de segundo orden.

Incrementando el orden del filtro, podemos hacer más ancha la hendidura. Por ejemplo, la Figura 21.44*b* muestra la respuesta en frecuencia de un filtro de hendidura con $n = 20$. La hendidura más ancha reduce la sensibilidad de los componentes y garantiza que el murmullo a 60 Hz se atenuará fuertemente.

PROBLEMA PRÁCTICO 21.12 En la Figura 21.43, cambie R_2 para obtener un valor Q de 3. Cambie también el valor de C para obtener una frecuencia de central de 120 Hz.

21.11 El filtro paso todo

En la Sección 21.1 se ha presentado la idea básica del *filtro paso todo.* Aunque el término *filtro paso todo* es ampliamente utilizado en la industria, un nombre más descriptivo sería *filtro de fase*, porque el filtro desplaza la fase de la señal de salida sin cambiar su módulo. Otro término descriptivo sería *filtro de retardo de tiempo,* ya que el retardo de tiempo está relacionado con el desplazamiento de fase.

Etapa paso todo de primer orden

El filtro paso todo tiene una ganancia de tensión constante para todas las frecuencias. Este tipo de filtro resulta útil cuando se desea desfasar una señal sin modificar su amplitud.

La Figura 21.45*a* muestra un *filtro de retardo paso todo de primer orden.* Es de primer orden porque sólo tiene un condensador. Se trata del circuito desfasador visto en el Capítulo 20. Recuerde que desfasa la señal de salida entre 0 y $-180°$. La frecuencia central de un filtro paso todo es aquella para la que el desfase es la mitad del máximo. En un filtro de retardo de primer orden, la frecuencia central tiene un desfase de $-90°$.

La Figura 21.45*b* muestra un *filtro de adelanto paso todo de primer orden.* En este caso, el circuito desfasa la señal de salida entre 180 y 0°. Esto significa que la señal de salida puede ir adelantada respecto a la señal de entrada hasta $+180°$. En un filtro de adelanto de primer orden, el desfase es de $+90°$ en la frecuencia central.

Filtro paso todo de segundo orden

Un filtro paso todo de segundo orden contiene al menos un amplificador operacional, dos condensadores y varias resistencias que permiten desplazar la fase entre 0 y $\pm 360°$. Además, es posible ajustar el Q de un filtro paso todo

Figura 21.45 Etapas paso todo de primer orden. (*a*) Fase de salida retrasada. (*b*) Fase de salida adelantada.

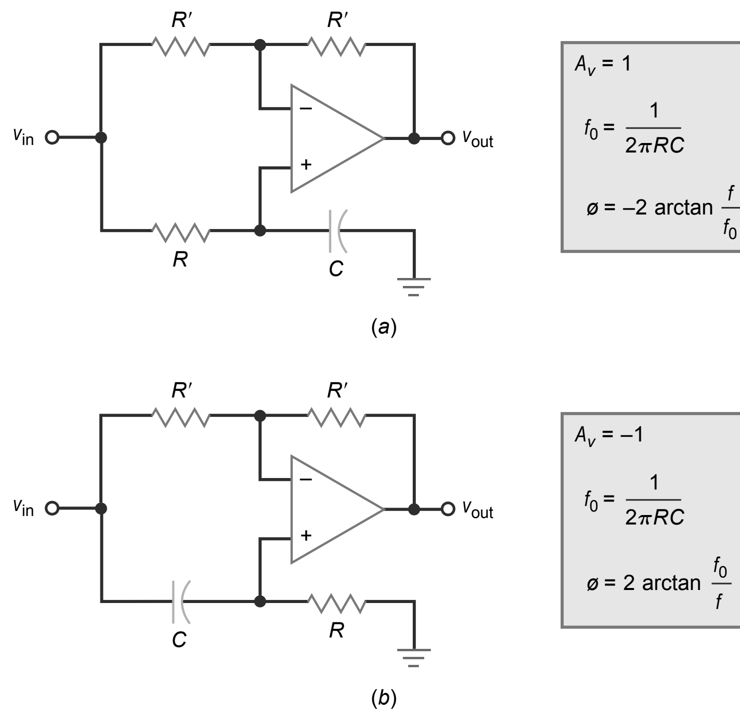
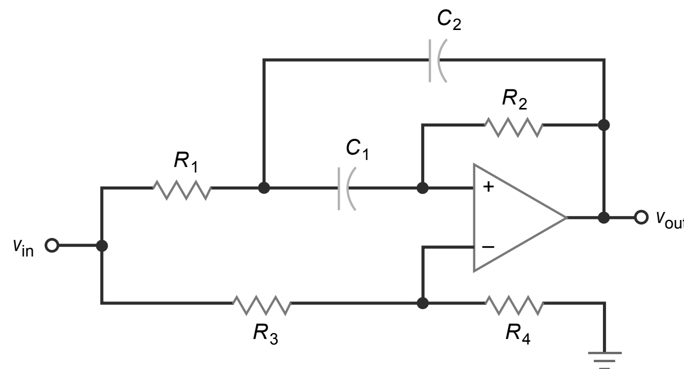


Figura 21.46 Etapa paso todo de segundo orden.



de segundo orden para cambiar la forma de la respuesta en fase entre 0 y $\pm 360°$. La frecuencia central de un filtro de segundo orden es aquella para la que el desfase es igual a $\pm 180°$.

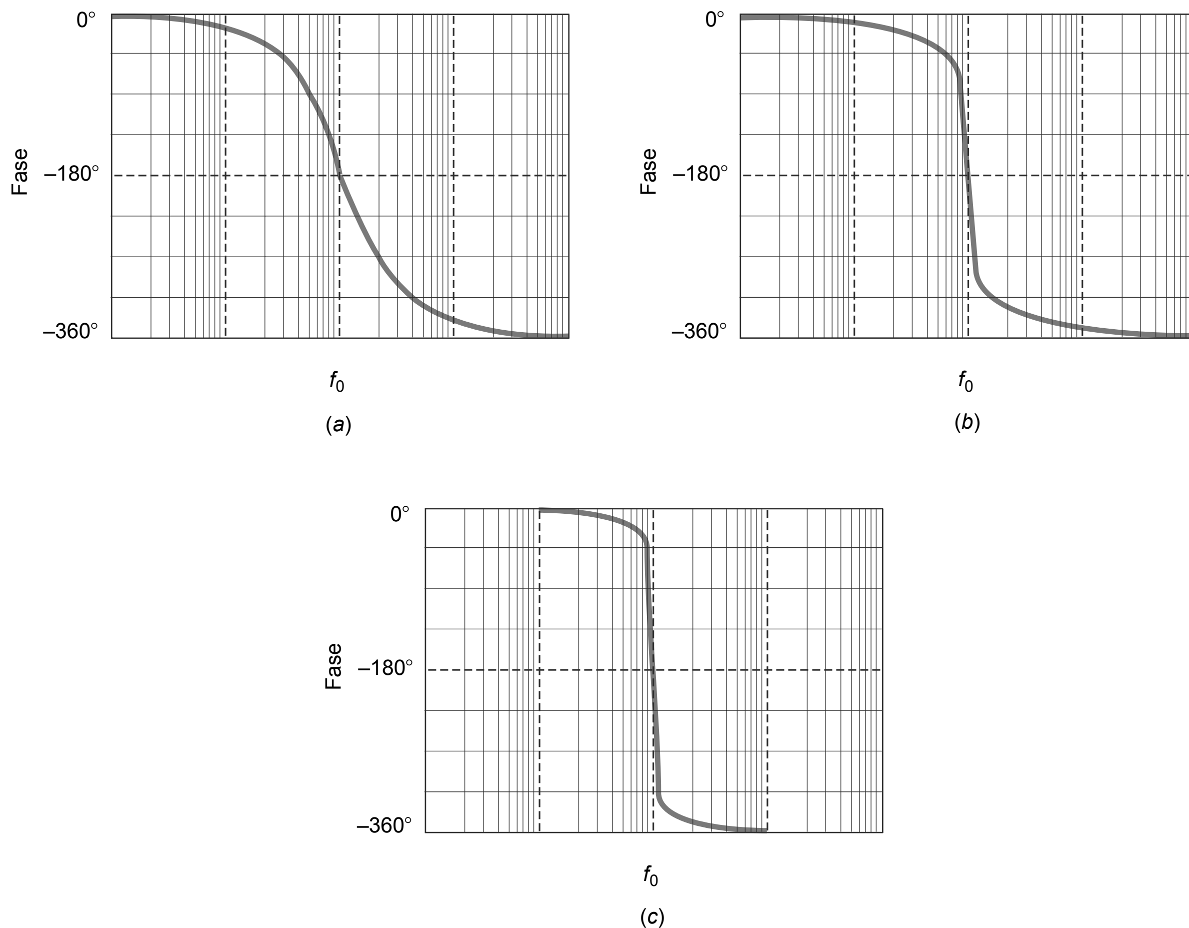
La Figura 21.46 muestra un *filtro de retardo paso todo de segundo orden con realimentación múltiple.* Tiene un amplificador operacional, cuatro resistencias y dos condensadores, que es la configuración más simple. Las configuraciones más complejas utilizan dos o más amplificadores operacionales, dos condensadores y varias resistencias. Con un filtro paso todo de segundo orden, podemos fijar la frecuencia central y el valor de Q del circuito.

La Figura 21.47 muestra la respuesta en fase de un filtro de retardo paso todo de segundo orden con $Q = 0{,}707$. Observe que la fase de salida aumenta desde 0° a $-360°$. Aumentado el valor de Q a 2, podemos obtener la respuesta en fase mostrada en la Figura 21.47 *b*. Un valor de Q más grande no cambia la frecuencia central, pero el cambio de fase es más rápido cerca de la frecuencia central. Un valor de Q de 10 produce una respuesta en fase incluso más abrupta, como se puede ver en la Figura 21.47*c*.

Desplazamiento de fase lineal

Para evitar la distorsión de las señales digitales (impulsos rectangulares), debe emplearse un filtro que tenga un desplazamiento de fase lineal para la frecuencia fundamental y todos los armónicos significativos. Un requisito

Figura 21.47 Respuestas en fase de segundo orden. (*a*) $Q = 0{,}707$. (*b*) $Q = 2$. (*c*) $Q = 10$.



equivalente es un retardo de tiempo constante para todas las frecuencias de la banda de paso. La aproximación de Bessel produce un desplazamiento de fase casi lineal y un retardo de tiempo constante. Pero en algunas aplicaciones, la lenta caída de la aproximación de Bessel puede no ser lo más apropiado. En ocasiones, la única solución consiste en utilizar alguna de las otras aproximaciones para conseguir la velocidad de caída requerida, y luego emplear un filtro paso todo para corregir el desfase según sea necesario para conseguir un desfase global lineal.

Respuestas de Bessel

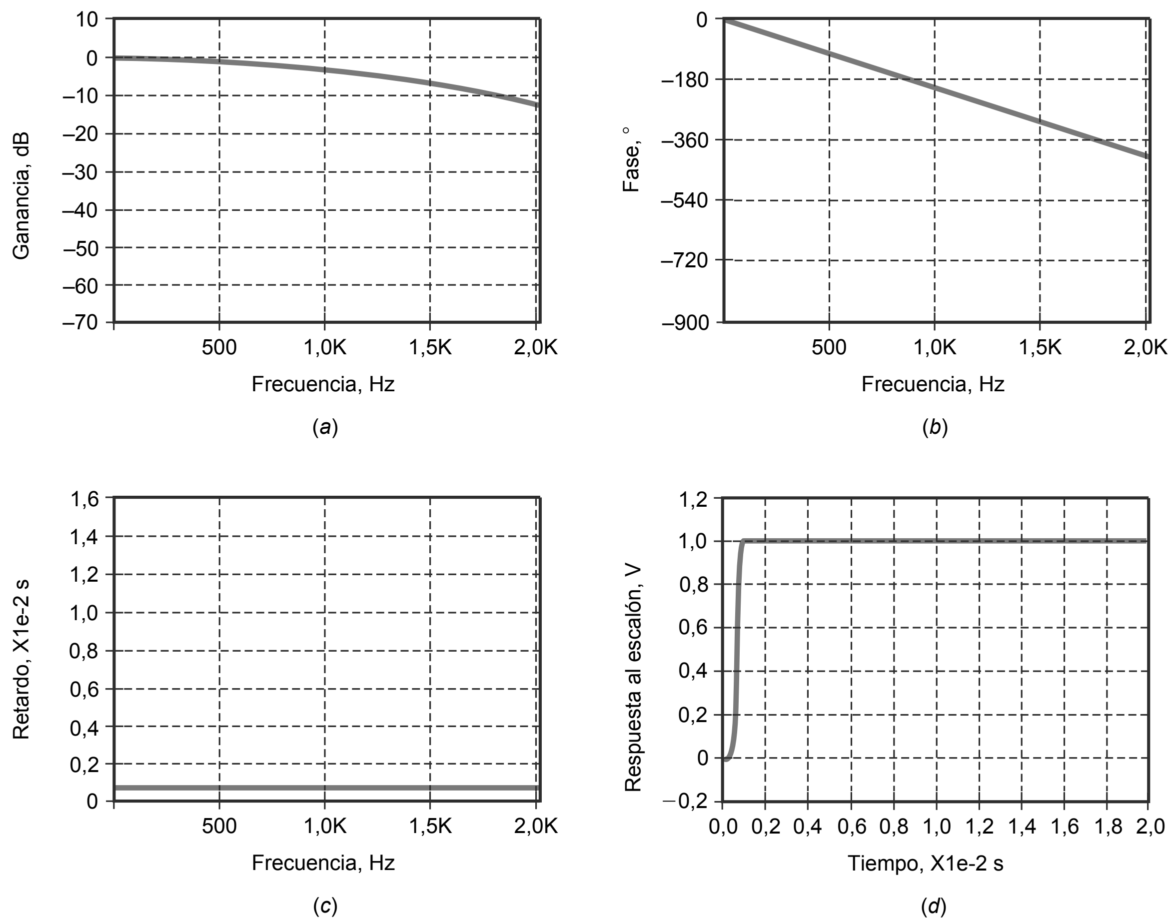
Por ejemplo, supongamos que necesitamos un filtro paso bajo con $A_p = 3$ dB, $f_c = 1$ kHz, $A_s = 60$ dB y $f_s = 2$ kHz y un desplazamiento de fase lineal para todas las frecuencias de la banda de paso. Si utilizamos un filtro de Bessel de orden 10, obtendremos la respuesta en frecuencia mostrada en la Figura 21.48*a*, la respuesta en fase de la Figura 21.48*b*, la respuesta del retardo temporal de la Figura 21.48*c* y la respuesta al escalón mostrada en la Figura 21.48*d*.

Fíjese en primer lugar en la caída tan poco pronunciada de la gráfica de la Figura 21.48*a*. La frecuencia de corte es 1 kHz. Una octava por encima, la atenuación es sólo de 12 dB, lo que no cumple la especificación requerida de $A_s = 60$ dB y $f_s = 2$ kHz. Veamos ahora la linealidad de la respuesta en fase de la Figura 21.48*b*. Este tipo de respuesta en fase es casi perfecta para las señales digitales. Desplazamiento de fase lineal y retardo de tiempo constante son sinónimos. Por esto, la gráfica del retardo de tiempo de la Figura 21.48*c* es constante. Por último, fíjese en la forma abrupta de la respuesta al escalón de la Figura 21.48*d*, la cual no es perfecta, pero está cerca.

Respuestas de Butterworth

Para cumplir las especificaciones, podemos hacer lo siguiente: conectar en cascada un filtro de Butterworth de orden 10 y un filtro paso todo. El filtro de Butterworth proporcionará la pendiente requerida y el filtro paso todo

Figura 21.48 Respuestas de Bessel para $n = 10$. (*a*) Ganancia. (*b*) Fase. (*c*) Retardo de tiempo. (*d*) Respuesta al escalón.



dará lugar a la respuesta en fase que complementa a la respuesta en fase de Butterworth para conseguir una respuesta en fase lineal.

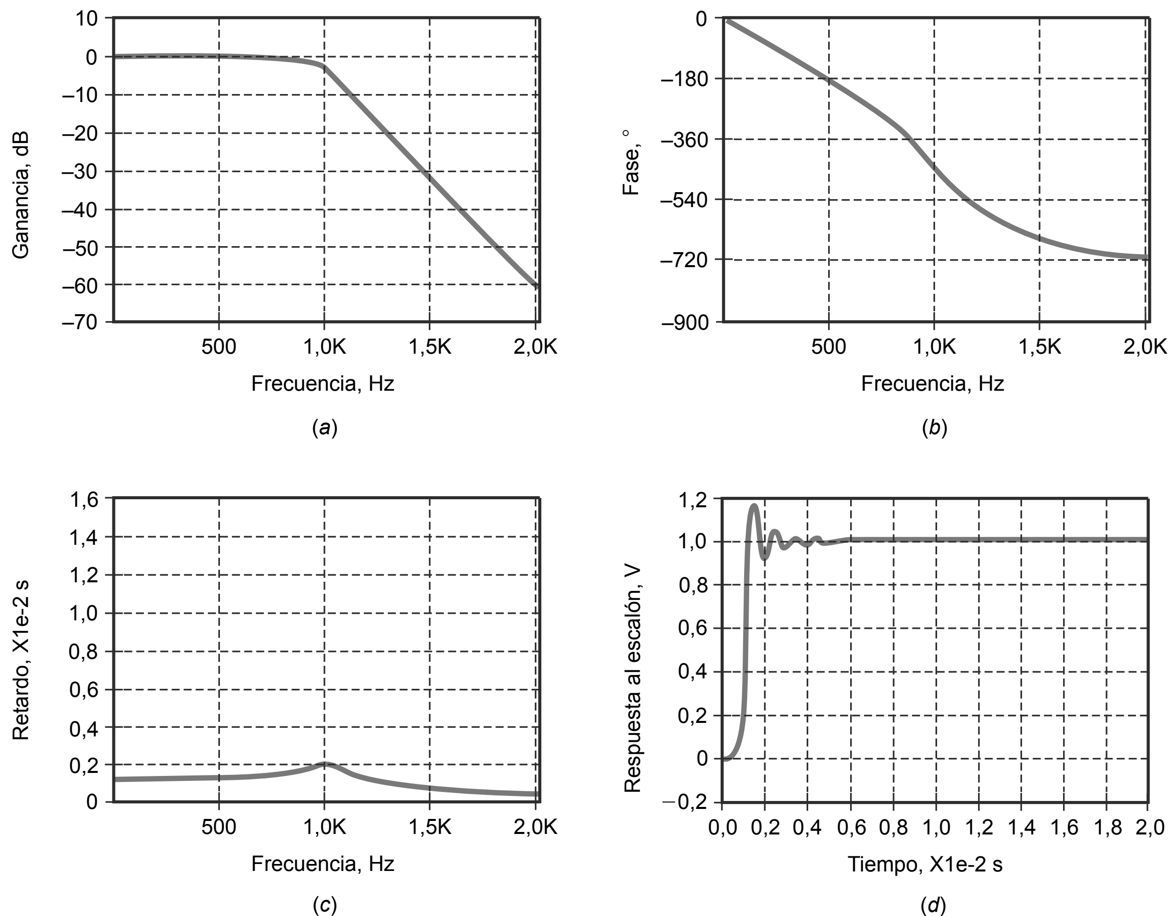
Un filtro de Butterworth de orden 10 producirá la respuesta en frecuencia mostrada en la Figura 21.49*a*, la respuesta en fase de Figura 21.49*b*, la respuesta del tiempo de retardo de la Figura 21.49*c* y la respuesta al escalón de la Figura 21.49*d*. Como podemos ver, la atenuación es de 60 dB a 2 kHz (Figura 21.49*a*), lo que satisface las especificaciones de $A_s = 60$ dB y $f_s = 2$ kHz. Sin embargo, es importante fijarse en que la respuesta en fase de la Figura 21.49*b* no es lineal. Este tipo de respuesta en fase distorsionará las señales digitales. Del mismo modo, fíjese en el pico de la gráfica del retardo temporal de la Figura 21.49 *c*. Por último, observe el pico de sobretensión que aparece en la gráfica correspondiente a la respuesta al escalón de la Figura 21.49*d*.

Igualadores de retardo

Uno de los principales usos de los filtros paso todo es corregir la respuesta en fase global añadiendo el desplazamiento de fase necesario en cada frecuencia, con el fin de obtener una respuesta en fase global lineal. Cuando se hace esto, el retardo de tiempo se hace constante y el pico desaparece. Cuando se utiliza para compensar el retardo de tiempo de otro filtro, el filtro paso todo a veces se denomina **igualador de retardo**. Un igualador de retardo tiene un retardo de tiempo que es la imagen especular del retardo de tiempo original. Por ejemplo, para compensar el retardo temporal de la Figura 21.49*c*, el igualador de retardo necesita disponer de una versión invertida de la Figura 21.49*c*. Puesto que el retardo de tiempo total es la suma de los dos retardos, el retardo de tiempo total será constante, o lo que es lo mismo, su gráfica será plana.

El problema de diseñar un igualador de retardo es extremadamente complicado. Debido a la dificultad de los cálculos que hay que realizar, únicamente empleando una computadora es posible hallar los valores de los componentes en un período de tiempo razonable. Para sintetizar un filtro paso todo, la computadora tiene que conectar en cascada varias etapas paso todo de segundo orden y luego encadenar las frecuencias centrales y los valores de Q como sea necesario para obtener el diseño final.

Figura 21.49 Respuestas de Butterworth para n = 10: (*a*) Ganancia. (*b*) Fase. (*c*) Retardo de tiempo. (*d*) Respuesta al escalón.



Ejemplo 21.13

En la Figura 21.45*b*, $R = 1\ \text{k}\Omega$ y $C = 100$ nF. ¿Cuál es el desplazamiento de fase de la tensión de salida cuando $f = 1$ kHz?

SOLUCIÓN En la Figura 21.45*b* tenemos la ecuación para calcular la frecuencia de corte:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(100\ \text{nF})} = 1{,}59\ \text{kHz}$$

El desfase es:

$$\phi = 2\ \arctan\frac{1{,}59\ \text{kHz}}{1\ \text{kHz}} = 116°$$

21.12 Filtros bicuadrático y de variable de estado

Todos los filtros de segundo orden vistos hasta ahora han utilizado un único amplificador operacional. Estas etapas de un solo amplificador operacional pueden ser adecuadas para muchas aplicaciones. Sin embargo, en aplicaciones más complejas, se emplean etapas de segundo orden más complicadas.

Filtro bicuadrático

La Figura 21.50 muestra un **filtro bicuadrático paso banda/paso bajo de segundo orden**, que consta de tres amplificadores operacionales, dos condensadores iguales y seis resistencias. Las resistencias R_2 y R_1 fijan la ganancia de tensión. Las resistencias R_3 y R_3' tienen el mismo valor nominal, igual que R_4 y R_4'. Las ecuaciones del circuito se muestran en la Figura 21.50.

El filtro bicuadrático también se conoce como *filtro TT (Tow-Thomas)*. Este tipo de filtro se puede sintonizar variando R_3. Esto no tiene ningún efecto sobre la ganancia de tensión, lo que constituye una ventaja. El filtro bicuadrático de la Figura 21.50 también proporciona una salida paso bajo. En algunas aplicaciones, poder disponer simultáneamente de respuestas paso banda y paso bajo es una ventaja.

He aquí otra de las ventajas del filtro bicuadrático: como se muestra en la Figura 21.50, el ancho de banda de este filtro queda determinado como sigue:

$$\text{BW} = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

En el filtro bicuadrático de la Figura 21.50, podemos variar de forma independiente la ganancia de tensión con R_1, el ancho de banda con R_2 y la frecuencia central con R_3. Poder ajustar de forma independiente la ganancia de tensión, la frecuencia central y el ancho de banda es una ventaja extremadamente importante y es una de las razones de la popularidad de los filtros bicuadráticos (también conocidos como *bicuad*).

Añadiendo un cuarto amplificador operacional y más componentes, podemos construir también filtros bicuadráticos paso alto, banda eliminada y paso todo. Cuando la tolerancia de los componentes es un problema, se suelen emplear los filtros bicuadráticos porque tienen una menor sensibilidad a las variaciones en los valores de los componentes que los filtros de Sallen-Key y con realimentación múltiple.

Filtro de variable de estado

El **filtro de variable de estado** se conoce también como *filtro KHN* por sus inventores (Kerwin, Huelsman y Newcomb). Hay disponibles dos configuraciones: inversora y no inversora. La Figura 21.51 muestra un filtro de variable de estado de segundo orden. Proporciona tres salidas simultáneas: paso bajo, paso alto y paso banda, lo que constituye una ventaja en algunas aplicaciones.

Añadiendo un cuarto amplificador operacional y unos pocos componentes más, el factor Q del circuito se hace independiente de la ganancia de tensión y de la frecuencia central. Esto quiere decir que el valor de Q es constante cuando la frecuencia central varía. Un Q constante implica que el ancho de banda es un porcentaje fijo de la frecuencia central. Por ejemplo, si $Q = 10$, el ancho de banda será el 10 por ciento de f_0. En aquellas aplicaciones en las que se varíe la frecuencia central, esto será deseable.

Al igual que el filtro bicuadrático, el filtro de variable de estado utiliza más componentes que los filtros con VCVS y con realimentación múltiple. Pero los amplificadores operacionales adicionales y los demás componentes le hacen más adecuado para filtros de orden superior y aplicaciones críticas. Además, los filtros bicuadráticos y de variable de estado presentan una menor sensibilidad a los componentes, lo que da como resultado filtros más fáciles de fabricar y que requieren menos ajustes.

Figura 21.50 Etapa bicuadrática.

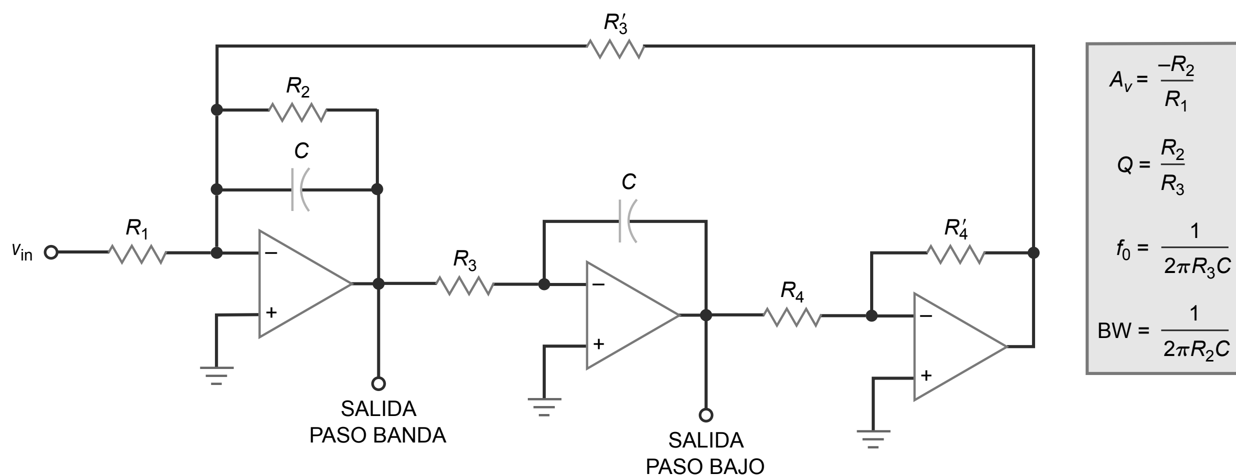
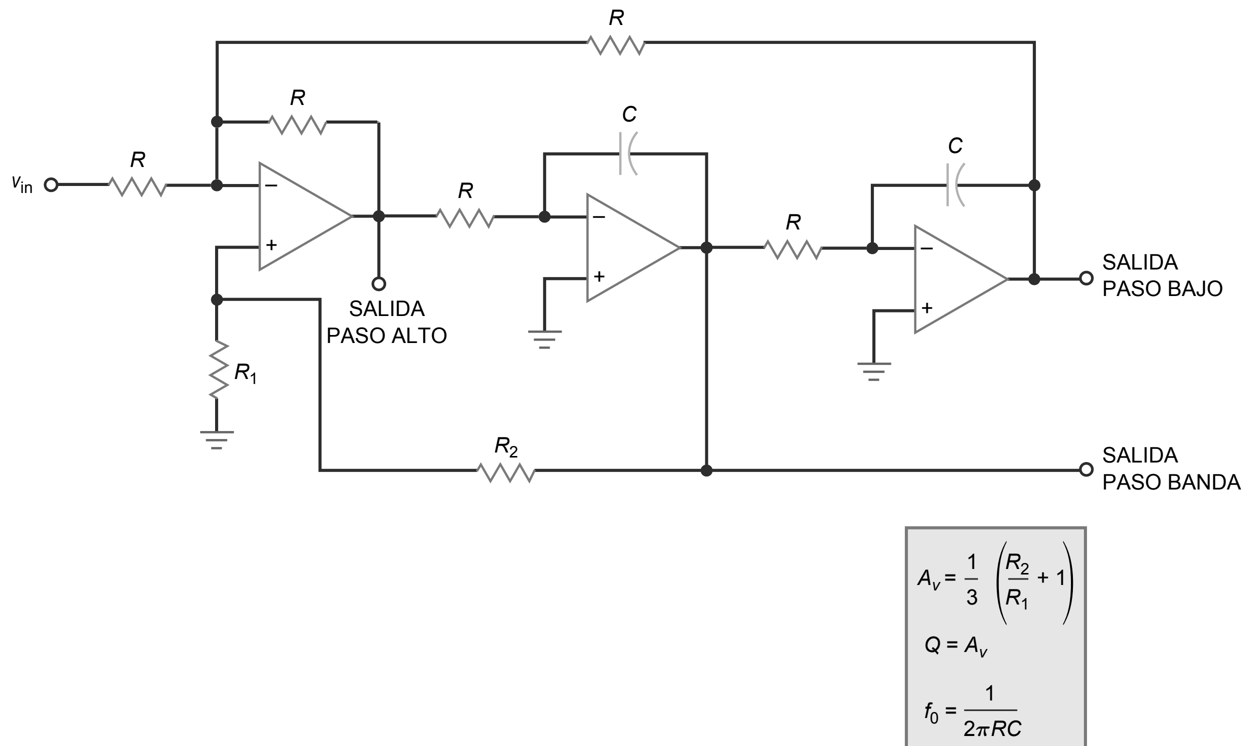


Figura 21.51 Etapa de variable de estado.



Conclusión

La Tabla-resumen 21.1 presenta los cuatro circuitos de filtro básicos utilizados para implementar las diferentes aproximaciones. Como se indica, los filtros de Sallen-Key caen dentro de la categoría general de los filtros con VCVS, los filtros con realimentación múltiple se indican como RM, se hace referencia a los filtros bicuadráticos como filtros TT y los filtros de variable de estado se indican como *filtros KHN.* La complejidad de los filtros con VCVS y con realimentación múltiple es baja, ya que sólo utilizan un amplificador operacional, mientras que la complejidad de los filtros TT y KHN es alta, porque pueden emplear de tres a cinco amplificadores operacionales en una etapa de segundo orden.

Los filtros VCVS y con realimentación múltiple presentan una alta sensibilidad a la tolerancia de los componentes, mientras que los filtros TT y KHN tienen mucha menos sensibilidad a los componentes. Los filtros VCVS y con realimentación múltiple a veces son difíciles de ajustar debido a la interacción entre su ganancia de tensión, las frecuencias de corte y central, y Q. El filtro TT es más fácil de ajustar porque su ganancia de tensión, la frecuencia central y el ancho de banda pueden ajustarse de manera independiente. En el filtro KHN la ganancia de tensión, la frecuencia central y Q pueden ajustarse independientemente. Por último, los filtros con VCVS y realimentación múltiple proporcionan sencillez, mientras que los filtros TT y KHN proporcionan estabilidad y salidas adicionales. Cuando la frecuencia central de un filtro paso banda se varía, el filtro TT proporciona un ancho de banda constante y el filtro KHN un valor de Q constante.

Aunque cualquiera de las cinco aproximaciones básicas (Butterworth, Chebyshev, inversa de Chebyshev, elíptica y Bessel) puede implementarse con amplificadores operacionales, las aproximaciones más complejas (inversa de Chebyshev y elíptica) no pueden implementarse con circuitos VCVS o con realimentación múltiple. La Tabla-resumen 21.2 enumera las cinco aproximaciones y los tipos de etapas que se pueden emplear con ellas. Como podemos ver, las respuestas en la banda eliminada con rizado de las aproximaciones inversa de Chebyshev y elíptica requieren un filtro complejo como el KHN (de variable de estado) para su implementación.

Este capítulo se ha ocupado de la mayor parte de los circuitos de filtro básicos mostrados en la Tabla-resumen 21.1. Estos circuitos básicos son bastante populares y su uso está muy extendido. Pero tenemos que ser conscientes del hecho de que hay disponibles muchos más circuitos en programas por computadora que permiten diseñar filtros. Entre estos se incluyen las siguientes etapas de segundo orden: Akerberg-Mossberg, Bach, Berha-Herpy, Boctor, Dliyannis-Friend, Fliege, Mikhael-Bhattacharyya, Scultety y twin-T . Todos los filtros activos utilizados hoy día tiene sus ventajas y desventajas que permiten a un diseñador seleccionar el mejor compromiso para una determinada aplicación.

Tabla-resumen 21.1 Circuitos de filtro básicos

Tipo	Otros nombres	Complejidad	Sensibilidad	Ajuste	Ventajas
Sallen-Key	VCVS	Baja	Alta	Difícil	Simplicidad, no inversor
Realimentación múltiple	RM	Baja	Alta	Difícil	Simplicidad, inversor
Bicuadrático	TT	Alta	Baja	Fácil	Estabilidad, salidas adicionales, BW constante
Estados variables	KHN	Alta	Baja	Fácil	Estabilidad, salidas adicionales, Q constante

Tabla-resumen 21.2 Aproximaciones y circuitos

Tipo	Banda de paso	Banda eliminada	Etapas utilizables
Butterworth	Plana	Monotónica	VCVS, RM, TT, KHN
Chebyshev	Con rizado	Monotónica	VCVS, RM, TT, KHN
Inverso de Chebyshev	Plana	Con rizado	KHN
Elíptico	Con rizado	Con rizado	KHN
Bessel	Plana	Monotónica	VCVS, RM, TT, KHN

Resumen

SEC. 21.1 RESPUESTAS IDEALES

Existen cinco tipos de respuestas: paso bajo, paso alto, paso banda, banda eliminada y paso todo. Las cuatro primeras tiene una banda de paso y una banda eliminada. Idealmente, la atenuación debería ser cero en la banda de paso e infinita en la banda eliminada, con una transición completamente vertical.

SEC. 21.2 RESPUESTAS APROXIMADAS

La banda de paso se identifica por su baja atenuación y su frecuencia de corte. La banda eliminada se identifica por su alta atenuación y la frecuencia de corte. El orden de un filtro es igual al número de componentes reactivos. En los filtros activos, normalmente, se trata del número de condensadores. Las cinco aproximaciones son: Butterworth (banda de paso maximalmente plana), Chebyshev (banda de paso con rizado), inversa de Chebyshev (banda de paso plana y banda eliminada con rizado), elíptica (ambas bandas, de paso y eliminada, con rizado) y Bessel (retardo de tiempo maximalmente plano).

SEC. 21.3 FILTROS PASIVOS

Un filtro LC paso bajo tiene una frecuencia de resonancia f_0 y un cierto Q. La respuesta es maximalmente plana cuando $Q = 0{,}707$. Cuando Q aumenta, aparece un pico en la respuesta, centrado en la frecuencia de resonancia. La respuesta de Chebyshev se produce con una valor de Q mayor que 0,707, y la respuesta de Bessel con $Q = 0{,}577$. Cuanto mayor es Q, más pronunciada es la pendiente en la región de transición.

SEC. 21.4 ETAPAS DE PRIMER ORDEN

Las etapas de primer orden utilizan un solo condensador y una o más resistencias. Todas las etapas de primer orden producen una respuesta de Butterworth porque la aparición de picos sólo es posible en las etapas de segundo orden. Una etapa de primer orden puede dar como resultado una respuesta de tipo paso bajo o de tipo paso alto.

SEC. 21.5 FILTROS PASO BAJO DE SEGUNDO ORDEN CON GANANCIA UNIDAD Y VCVS

Las etapas de segundo orden son las etapas más comunes porque son fáciles de implementar y analizar. El Q de cada etapa produce diferentes valores de K. La frecuencia del polo de una etapa paso bajo puede multiplicarse por sus valores de K para obtener la frecuencia de resonancia si existe un pico, una frecuencia de corte y una frecuencia a 3 dB.

SEC. 21.6 FILTROS DE ORDEN SUPERIOR

Los filtros de orden superior normalmente se construyen con etapas de segundo orden conectadas en cascada y una etapa de primer orden cuando el orden total del filtro es impar. Cuando las etapas del filtro están conectadas en cascada, sumamos las ganancias en decibelios de la etapas para obtener la ganancia total en decibelios. Para conseguir la respuesta de Butterworth para un filtro de orden superior, tenemos que encadenar los *Q* de cada una de las etapas. Para obtener la respuesta de Chebyshev y otras, tenemos que encadenar las frecuencias de polo y los factores *Q*.

SEC. 21.7 FILTROS PASO BAJO CON COMPONENTES IGUALES Y VCVS

Los filtros con componentes iguales de Sallen-Key controlan el valor de *Q* fijando la ganancia de tensión. Ésta tiene que ser menor que 3 para evitar las oscilaciones. Con este circuito, son difíciles de conseguir valores de *Q* más altos, porque la tolerancia de los componentes comienza a ser importante a la hora de determinar la ganancia de tensión y *Q*.

SEC. 21.8 FILTROS PASO ALTO CON VCVS

Los filtros paso alto con VCVS tienen la misma configuración que los filtros paso bajo, excepto en que las resistencia y los condensadores se intercambian. De nuevo, los valores de *Q* determinan los valores de *K*. Tenemos que dividir la frecuencia del polo entre los valores de *K* para obtener la frecuencia de resonancia, la frecuencia de corte y la frecuencia a 3 dB.

SEC. 21.9 FILTROS PASO BANDA CON REALIMENTACIÓN MÚLTIPLE

Los filtros paso bajo y paso alto pueden conectarse en cascada para obtener un filtro paso banda, siempre que *Q* sea menor que 1. Cuando *Q* es mayor que 1, tenemos un filtro de banda estrecha en lugar de un filtro de banda ancha.

SEC. 21.10 FILTROS DE BANDA ELIMINADA

Los filtros de banda eliminada se pueden emplear para atenuar una frecuencia específica, como por ejemplo, el murmullo a 60 Hz inducido en los circuitos por la tensión de la red. Con un filtro de hendidura de Sallen-Key, la ganancia de tensión controla el factor *Q* del circuito. La ganancia de tensión tiene que ser menor 2 para evitar las oscilaciones.

SEC. 21.11 EL FILTRO PASO TODO

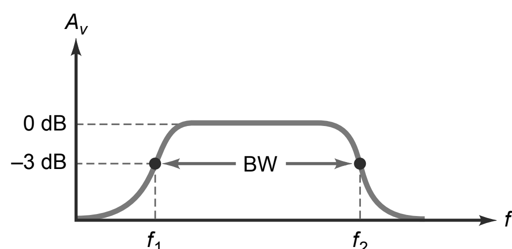
De alguna manera, el nombre no es el más adecuado, el filtro paso todo no hace más que dejar pasar todas las frecuencias sin atenuarlas. Este tipo de filtro está diseñado para controlar la fase de la señal de salida. Es especialmente importante el uso de un filtro paso todo como igualador de la fase o del retardo temporal. Con uno de los restantes filtros que produzca la frecuencia deseada y un filtro paso todo que produzca la respuesta en fase, el filtro completo tendrá una respuesta en fase lineal, equivalente a un retardo temporal maximalmente plano.

SEC. 21.12 FILTROS BICUADRÁTICO Y VARIABLE DE ESTADO

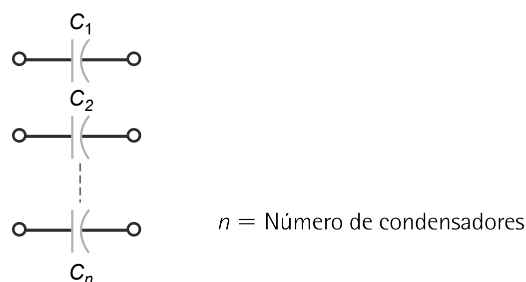
Los filtros bicuadráticos o TT utilizan tres o cuatro amplificadores operacionales. Aunque más complejos, los filtros bicuadráticos ofrecen una menor sensibilidad a los componentes y un ajuste más sencillo. Este tipo de filtro también proporciona simultáneamente salidas paso bajo y paso alto, o paso alto y de banda eliminada. Los filtros de variable de estado o KHN también utilizan tres o más amplificadores operacionales. Si se emplea un cuarto amplificador operacional, se consigue un ajuste más sencillo, porque la ganancia de tensión, la frecuencia central y Q se pueden ajustar de forma independiente.

Definiciones

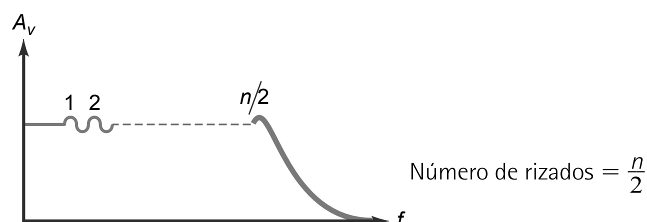
(21.1) Ancho de banda:



(21.4) Orden de un filtro:

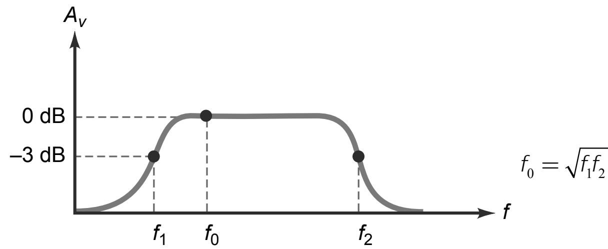


(21.5) Número de rizados:



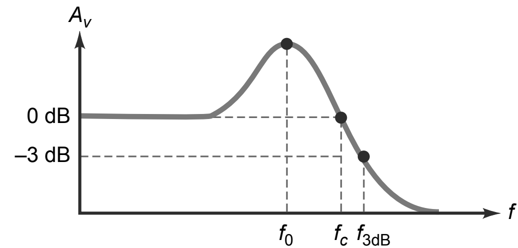
Derivaciones

(21.2) Frecuencia central:



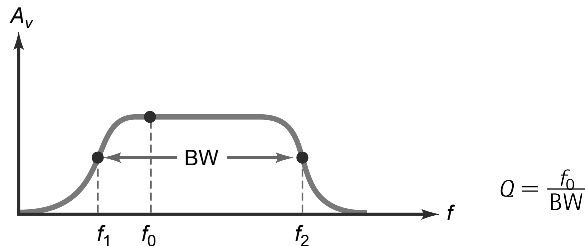
$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

(21.22) a (21.24) Frecuencias central, de corte y a 3 dB:



$$f_0 = K_0 f_p$$
$$f_c = K_c f_p$$
$$f_{3dB} = K_3 f_p$$

(21.3) Q de la etapa:



$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

Cuestiones

1. **La región entre la banda de paso y la banda eliminada se denomina**
   a. atenuación
   b. central
   c. transición
   d. rizado

2. **La frecuencia central de un filtro paso banda siempre es igual**
   a. al ancho de banda
   b. a la media geométrica de las frecuencias de corte
   c. al ancho de banda dividido entre Q
   d. a la frecuencia a 3 dB

3. **El factor Q de un filtro de banda estrecha es siempre**
   a. pequeño
   b. igual a BW dividido entre f_0
   c. menor que 1
   d. mayor que 1

4. **Un filtro de banda eliminada a veces se denomina**
   a. discriminador
   b. circuito desfasador
   c. filtro de hendidura
   d. circuito de retardo de tiempo

5. **El filtro paso todo**
   a. no tiene banda de paso
   b. tiene una banda eliminada
   c. tiene la misma ganancia para todas las frecuencias
   d. una pendiente pronunciada por encima de la frecuencia de corte

6. **La aproximación con una banda de paso maximalmente plana es la aproximación**
   a. de Chebyshev
   b. inversa de Chebyshev
   c. elíptica
   d. Cauer

7. **La aproximación con una banda de paso con rizado es la**
   a. de Butterworth
   b. inversa de Chebyshev
   c. elíptica
   d. de Bessel

8. **La aproximación que menos distorsiona señales digitales es la**
   a. de Butterworth
   b. de Chebyshev
   c. elíptica
   d. de Bessel

9. **Si un filtro tiene seis etapas de segundo orden y una etapa de primer orden, el orden es**
   a. 2 c. 7
   b. 6 d. 13

10. **Si un filtro de Butterworth tiene nueve etapas de segundo de orden, su pendiente es**
    a. 20 dB por década
    b. 40 dB por década
    c. 180 dB por década
    d. 360 dB por década

11. **Si $n = 10$, la aproximación con la pendiente más pronunciada en la región de transición es**
    a. de Butterworth
    b. de Chebyshev
    c. inversa de Chebyshev
    d. elíptica

12. **La aproximación elíptica tiene una**
    a. pendiente poco pronunciada comparada con la aproximación de Cauer
    b. banda de eliminada con rizado
    c. banda de paso maximalmente plana
    d. banda eliminada monotónica

13. **El desplazamiento de fase lineal es equivalente a**
    a. un valor de Q de 0,707
    b. una banda eliminada maximalmente plana
    c. un retardo de tiempo constante
    d. una banda de paso con rizado

14. El filtro con la pendiente menos pronunciada es el
a. de Butterworth
b. de Chebyshev
c. elíptico
d. de Bessel

15. Una etapa de filtro activo de primer orden tiene
a. un condensador
b. dos amplificadores operacionales
c. tres resistencias
d. un alto Q

16. Una etapa de primer orden no puede proporcionar una
a. respuesta de Butterworth
b. respuesta de Chebyshev
c. banda de paso maximalmente plana
d. pendiente de 20 dB por década

17. Los filtros de Sallen-Key también se denominan
a. filtros con VCVS
b. filtros con realimentación múltiple
c. filtros bicuadráticos
d. filtros de variable de estado

18. Para construir un filtro de orden 10, se conectan en cascada
a. 10 etapas de primer orden
b. 5 etapas de segundo orden
c. 3 etapas de tercer orden
d. 2 etapas de cuarto orden

19. Para obtener una respuesta de Butterworth con un filtro de orden ocho, las etapas tienen que tener
a. valores de Q iguales
b. frecuencias centrales diferentes
c. bobinas
d. valores Q encadenados

20. Para obtener una respuesta de Chebyshev con un filtro de orden 12, las etapas tienen que tener
a. valores de Q iguales
b. frecuencias centrales iguales
c. anchos de banda encadenados
d. frecuencias de los polos y factores Q encadenados

21. El valor Q de una etapa con componentes iguales de Sallen-Key depende
a. de la ganancia de tensión
b. de la frecuencia central
c. del ancho de banda
d. del GBW del amplificador operacional

22. En los filtros paso alto de Sallen-Key, la frecuencia del polo tiene que
a. sumarse a los valores de K
b. restarse de los valores de K
c. multiplicarse por los valores de K
d. dividirse entre los valores de K

23. Si el ancho de banda aumenta
a. la frecuencia central disminuye
b. Q disminuye
c. la pendiente aumenta
d. aparecen rizados en la banda eliminada

24. Si Q es mayor que 1, un filtro paso banda debe construirse con
a. etapas paso bajo y paso alto
b. etapas con realimentación múltiple
c. etapas de filtro de hendidura
d. etapas paso todo

25. El filtro paso todo se utiliza cuando
a. se necesitan pendientes muy pronunciadas
b. es importante el desfase
c. se necesita una banda de paso maximalmente plana
d. es importante una banda eliminada con rizado

26. Un filtro paso todo de segundo orden puede variar la fase de la salida de
a. 90 a −90°
b. 0 a −180°
c. 0 a −360°
d. 0 a −720°

27. El filtro paso todo a veces se llama
a. filtro de Tow-Thomas
b. igualador de retardo
c. filtro KHN
d. filtro de variable de estado

28. El filtro bicuadrático
a. tiene una baja sensibilidad a los componentes
b. utiliza tres o más amplificadores operacionales
c. también se conoce como filtro Tow-Thomas
d. Todas las anteriores

29. El filtro de estados variables
a. tiene salidas paso bajo, paso alto y paso banda
b. es difícil de ajustar
c. tiene una alta sensibilidad a los componentes
d. utiliza menos de tres amplificadores operacionales

30. Si el GBW está limitado, el Q de la etapa
a. no variará
b. se duplicará
c. disminuirá
d. aumentará

31. Para corregir un GBW limitado, un diseñador puede emplear
a. un retardo de tiempo constante
b. predistorsión
c. desfase lineal
d. una banda de paso con rizado

Problemas

SEC. 21.1 RESPUESTAS IDEALES

21.1 Un filtro paso banda tiene las frecuencias de corte inferior y superior de 445 y 7800 Hz, respectivamente. Calcular el ancho de banda, la frecuencia central y Q ¿Se trata de un filtro de banda ancha o de banda estrecha?

21.2 Si un filtro paso banda tiene frecuencias de corte de 20 y 22,5 kHz, hallar el ancho de banda, la frecuencia central y Q ¿Se trata de un filtro de banda ancha o de banda estrecha?

21.3 Identifique los siguientes filtros como de banda ancha o de banda estrecha:
a. $f_1 = 2{,}3$ kHz y $f_2 = 4{,}5$ kHz
b. $f_1 = 47$ kHz y $f_2 = 75$ kHz
c. $f_1 = 2$ Hz y $f_2 = 5$ Hz

d. $f_1 = 80$ Hz y $f_2 = 160$ Hz

SEC. 21.2 RESPUESTAS APROXIMADAS

21.4 Un filtro activo contiene 7 condensadores. ¿Cuál será el orden del filtro?

21.5 Si un filtro de Butterworth contiene 10 condensadores, ¿cuál será su pendiente?

21.6 Un filtro de Chebyshev tiene 14 condensadores, ¿cuántos rizados habrá en la banda de paso?

SEC. 21.3 FILTROS PASIVOS

21.7 El filtro de la Figura 21.17 tiene $L = 20$ mH, $C = 5$ μF y $R = 600$ Ω. ¿Cuál es el valor de la frecuencia de resonancia? ¿Cuál es el valor de Q?

21.8 Si la inductancia se reduce en un factor de 2 en el Problema 21.7, ¿cuál será la frecuencia de resonancia? ¿Y el valor de Q?

SEC. 21.4 ETAPAS DE PRIMER ORDEN

21.9 En el circuito de la Figura 21.21*a*, $R_1 = 15$ kΩ y $C_1 = 270$ nF. ¿Cuál es la frecuencia de corte?

21.10 En el circuito de la Figura 21.21*b*, $R_1 = 7{,}5$ kΩ, $R_2 = 33$ kΩ, $R_3 = 20$ kΩ y $C_1 = 680$ pF. ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda de paso?

21.11 En el circuito de la Figura 21.21*c*, $R_1 = 2{,}2$ kΩ, $R_2 = 47$ kΩ y $C_1 = 330$ pF. ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda de paso?

21.12 En el circuito de la Figura 21.22*a*, $R_1 = 10$ kΩ y $C_1 = 15$ nF. ¿Cuál es la frecuencia de corte?

21.13 En el circuito de la Figura 21.22*b*, $R_1 = 12$ kΩ, $R_2 = 24$ kΩ, $R_3 = 20$ kΩ y $C_1 = 220$ pF. ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda de paso?

21.14 En el circuito de la Figura 21.22*c*, $R_1 = 8.2$ kΩ, $C_1 = 560$ pF y $C_2 = 680$ pF. ¿Cuál es la frecuencia de corte? ¿Cuál es la ganancia de tensión en la banda de paso?

SEC. 21.5 FILTROS PASO BAJO DE SEGUNDO ORDEN CON GANANCIA UNIDAD Y VCVS

21.15 En el circuito de la Figura 21.24, $R = 75$ kΩ, $C_1 = 100$ pF y $C_2 = 200$ pF. ¿Cuál es la frecuencia del polo? ¿Y el valor de Q? ¿Cuál es el valor de la frecuencia de corte y de la frecuencia a 3 dB?

21.16 En el circuito de la Figura 21.25, $R = 51$ kΩ, $C_1 = 100$ pF y $C_2 = 680$ pF. ¿Cuál es la frecuencia del polo? ¿Y el valor de Q? ¿Cuál es el valor de la frecuencia de corte y de la frecuencia a 3 dB?

SEC. 21.7 FILTROS PASO BAJO CON COMPONENTES IGUALES Y VCVS

21.17 En el circuito de la Figura 21.31, $R_1 = 51$ kΩ, $R_2 = 30$ kΩ, $R = 33$ kΩ y $C = 220$ pF. ¿Cuál es la frecuencia del polo? ¿Y el valor de Q? ¿Cuáles son los valores de la frecuencia de corte y de la frecuencia a 3 dB?

21.18 En el circuito de la Figura 21.31, $R_1 = 33$ kΩ, $R_2 = 33$ kΩ, $R = 75$ kΩ y $C = 100$ pF. ¿Cuál es la frecuencia del polo? ¿Y el valor de Q? ¿Cuáles son los valores de la frecuencia de corte y de la frecuencia a 3 dB?

21.19 En el circuito de la Figura 21.31, $R_1 = 75$ kΩ, $R_2 = 56$ kΩ, $R = 68$ kΩ y $C = 120$ pF. ¿Cuál es la frecuencia del polo? ¿Y el valor de Q? ¿Cuáles son los valores de la frecuencia de corte y de la frecuencia a 3 dB?

SEC. 21.8 FILTROS PASO ALTO CON VCVS

21.20 En el circuito de la Figura 21.35*a*, $R_1 = 56$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ y $C = 680$ pF. ¿Cuál es la frecuencia del polo? ¿Y el valor de Q? ¿Cuáles son los valores de la frecuencia de corte y de la frecuencia a 3 dB?

21.21 En el circuito de la Figura 21.35*a*, $R_1 = 91$ kΩ, $R_2 = 15$ kΩ y $C = 220$ nF. ¿Cuál es la frecuencia del polo? ¿Y el valor de Q? ¿Cuáles son los valores de la frecuencia de corte y de la frecuencia a 3 dB?

SEC. 21.9 FILTROS PASO BANDA CON REALIMENTACIÓN MÚLTIPLE

21.22 En el circuito de la Figura 21.39, $R_1 = 2$ kΩ, $R_2 = 56$ kΩ y $C = 270$ pF. Determinar la ganancia de tensión, el valor de Q y la frecuencia central.

21.23 En el circuito de la Figura 21.40, $R_1 = 3{,}6$ kΩ, $R_2 = 7{,}5$ kΩ, $R_3 = 27$ Ω y $C = 22$ nF. Determinar la ganancia de tensión, el valor de Q y la frecuencia central.

21.24 En el circuito de la Figura 21.41, $R_1 = 28$ kΩ, $R_3 = 1{,}8$ kΩ y $C = 1.8$ nF. Determinar la ganancia de tensión, el valor de Q y la frecuencia central.

SEC. 21.10 FILTROS DE BANDA ELIMINADA

21.25 Determinar la ganancia de tensión, la frecuencia central y Q para el filtro de banda eliminada mostrado en la Figura 21.43 si $R = 56$ kΩ, $C = 180$ nF, $R_1 = 20$ kΩ y $R_2 = 10$ kΩ? ¿Cuál es el ancho de banda?

SEC. 21.11 EL FILTRO PASO TODO

21.26 En el circuito de la Figura 21.45*a*, $R = 3{,}3$ kΩ y $C = 220$ nF. ¿Cuál es la frecuencia central? ¿Y el desplazamiento de fase una octava por encima de la frecuencia central?

21.27 En el circuito de la Figura 21.45*b*, $R = 47$ kΩ y $C = 6{,}8$ nF. ¿Cuál es la frecuencia central? ¿Y el desplazamiento de una octava por debajo de la frecuencia central?

SEC. 21.12 FILTROS BICUADRÁTICOS Y DE ESTADOS VARIABLES

21.28 En el circuito de la Figura 21.50, $R_1 = 24$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 10$ kΩ, $R_4 = 15$ kΩ y $C = 3{,}3$ nF. Determinar la ganancia de tensión, Q, la frecuencia central y el ancho de banda.

21.29 En el Problema 21.28, se varía el valor de R_3 de 10 kΩ a 2 kΩ. ¿Cuáles son los valores de la frecuencia central máxima y del Q máximo? ¿Cuáles son los valores máximo y mínimo del ancho de banda?

21.30 En el circuito de la Figura 21.51, $R = 6{,}8$ kΩ, $C = 5{,}6$ nF, $R_1 = 6{,}8$ kΩ y $R_2 = 100$ kΩ. Determinar la ganancia de tensión, Q, y la frecuencia central.

Pensamiento crítico

21.31 Un filtro paso banda tiene una frecuencia central igual a 50 kHz y un valor de Q de 20. ¿Cuáles son los valores de las frecuencias de corte?

21.32 Un filtro paso banda tiene una frecuencia de corte superior de 84,7 kHz y un ancho de banda de 12,3 kHz. ¿Cuál es la frecuencia de corte inferior?

21.33 Estamos probando un filtro de Butterworth que tiene las especificaciones siguientes: $n = 10$, $A_p = 3$ dB y $f_c = 2$ kHz. ¿Cuál es el valor de la atenuación para cada una de las siguientes frecuencias: 4, 8 y 20 kHz?

21.34 Un filtro paso bajo de Sallen-Key con ganancia unidad tiene una frecuencia de corte de 5 kHz. Si $n = 2$ y $R = 10$ kΩ, ¿qué valores deben tener C_1 y C_2 para obtener una respuesta de Butterworth?

21.35 Un filtro paso bajo de Sallen-Key con ganancia unidad y respuesta de Chebyshev tiene una frecuencia de corte de 7,5 kHz. La amplitud del rizado es de 12 dB. Si $n = 2$ y $R = 25$ kΩ, determinar el valor de C_1 y C_2.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje las cuatro respuestas en frecuencia. Identifique para cada una de ellas la banda de paso, la banda eliminada y las frecuencias de corte.
2. Describa las cinco aproximaciones utilizadas en el diseño de filtros. Utilice los esquemas que necesite para mostrar lo que ocurre en las bandas de paso y las bandas eliminadas.
3. En los sistemas digitales se necesitan filtros con una respuesta en fase lineal o un retardo de tiempo maximalmente plano. ¿Qué quiere decir esto? ¿Por qué es importante?
4. Dígame lo que sepa acerca de cómo implementar un filtro paso bajo de Chebyshev de orden 10. Incluya en su explicación las frecuencias centrales y el factor Q de las etapas.
5. Para conseguir una respuesta con una pendiente pronunciada y en fase lineal, un diseñador conecta en cascada un filtro de Butterworth con un filtro paso todo. Dígame cómo funciona cada uno de estos filtros.
6. ¿Cuáles son las características distintivas de la respuesta en la banda de paso? ¿Y en la banda eliminada?
7. ¿Qué es un filtro paso todo?
8. ¿Qué mide o indica la respuesta en frecuencia de un filtro?
9. ¿Qué es la pendiente (por década o por octava) de un filtro activo?
10. ¿Qué es un filtro con realimentación múltiple y dónde se utiliza?
11. ¿Qué tipo de filtro se emplea para igualar el retardo?

Respuestas al autotest

1. c
2. b
3. d
4. c
5. c
6. b
7. c
8. d
9. d
10. d
11. d
12. b
13. c
14. d
15. a
16. b
17. a
18. b
19. d
20. d
21. a
22. d
23. b
24. b
25. b
26. c
27. b
28. d
29. a
30. d
31. b

Respuestas a los problemas prácticos

21.1 $f_c = 34{,}4$ kHz

21.2 $f_c = 16{,}8$ kHz

21.3 $Q = 0{,}707$; $f_p = 13{,}7$ kHz; $f_c = 13{,}7$ kHz

21.4 $C_2 = 904$ pF

21.5 $Q = 3$; $f_p = 3{,}1$ kHz; $K_0 = 0.96$; $K_C = 1{,}35$; $K_3 = 1{,}52$; $A_p =$ 9.8 dB; $f_c = 4{,}19$ kHz; $f_{3dB} = 4{,}71$ kHz

21.6 $A_v = 1{,}59$; $Q = 0{,}709$; $f_p = 21{,}9$ kHz

21.7 $A_v = 1{,}27$; $Q = 0{,}578$; $f_p = 4{,}82$ kHz; $f_c = 3{,}79$ kHz

21.9 $Q = 0{,}707$; $f_p = 998$ Hz; $f_c = 998$ Hz

21.10 $A_v = 2{,}75$; $Q = 4$; $f_p = 5{,}31$ kHz; $K_0 = 0{,}98$; $K_C = 1{,}38$; $K_3 = 1{,}53$; $A_p = 12$ dB; $f_0 = 5{,}42$ kHz; $f_C = 3{,}85$ kHz; $f_{3dB} = 3{,}47$ kHz

21.11 BW = 1,94 kHz; $f_{0(min)} = 15$ kHz; $f_{0(max)} = 35{,}5$ kHz

21.12 $R_2 = 12$ kHz; $C = 60$ nF

Capítulo

22 Circuitos no lineales con amplificador operacional

Los amplificadores operacionales monolíticos son baratos, versátiles y fiables. Pueden emplearse no sólo en circuitos lineales como amplificadores de tensión, fuentes de corriente y filtros activos, sino también en **circuitos no lineales** como comparadores, conformadores de onda y circuitos con diodos activos. La salida de un circuito no lineal con amplificador operacional normalmente tiene una forma diferente que la señal de entrada, porque el amplificador operacional se satura durante parte del ciclo de entrada. Por esta razón, tenemos que analizar dos modos de funcionamiento distintos para ver qué ocurre durante un ciclo completo.

Contenido del capítulo

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Explicar cómo funciona un comparador y describir la importancia del punto de referencia.
- Describir los comparadores que utilizan realimentación positiva y calcular los puntos de conmutación y la histéresis en estos circuitos.
- Identificar y describir los circuitos de conversión de formas de onda.
- Identificar y explicar los circuitos de generación de formas de onda.
- Describir cómo funcionan los circuitos de diodos activos.
- Explicar los integradores y diferenciadores.
- Explicar el funcionamiento de un amplificador de clase D.

Vocabulario

amplificador de clase D
característica de transferencia
circuitos no lineales
comparador
comparador de ventana
comparador en colector abierto
condensador de aceleración
detector de cruce por cero
detector de pico activo
diferenciador
fijador de nivel positivo activo
histéresis
integrador
limitador positivo activo
modulación por anchura de impulso (PWM)
oscilador de relajación
osciladores
patrón de Lissajous
punto de conmutación
PWM (*pulse-width-modulation*)
rectificador de onda completa activo
resistencia de *pull-up*
ruido térmico
trigger Schmitt
umbral

22.1 Comparadores con referencia cero

A menudo deseamos comparar una tensión con otra para ver cuál es más grande. En esta situación, un **comparador** puede ser la solución perfecta. Un comparador es similar a un amplificador operacional porque tiene dos tensiones de entrada (no inversora e inversora) y una tensión de salida. Se diferencia de un circuito lineal con amplificador operacional en que tiene una salida de dos estados, una tensión a nivel bajo o a nivel alto. Por esto, los comparadores suelen emplearse para conectar circuitos analógicos y digitales.

INFORMACIÓN ÚTIL

La salida del comparador de la Figura 22.1 puede clasificarse como *digital* en el sentido de que la salida es siempre un nivel alto $+V_{sat}$ o un nivel bajo $-V_{sat}$.

Idea básica

La forma más sencilla de construir un comparador es conectando un amplificador operacional sin resistencias de realimentación, como se muestra en la Figura 22.1*a*. Gracias a la alta ganancia de tensión en lazo abierto, una tensión de entrada positiva produce una saturación positiva y una tensión de entrada negativa produce una saturación negativa.

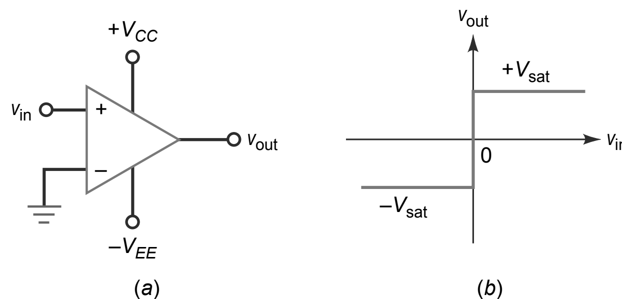
El comparador de la Figura 22.1*a* se conoce como **detector de cruce por cero** porque, idealmente, cuando la tensión de entrada pasa por cero, la tensión de salida cambia de nivel bajo a nivel alto, y viceversa. La Figura 22.1*b* muestra la respuesta entrada/salida de un detector de cruce por cero. La tensión de entrada mínima que produce la saturación es:

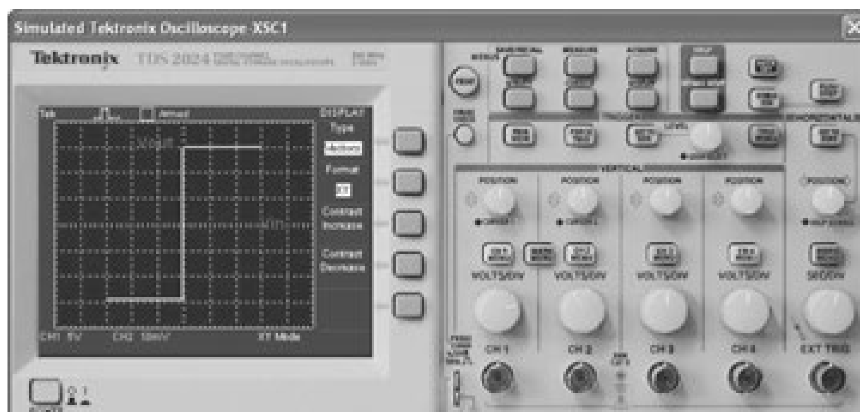
$$v_{in(mín)} = \frac{\pm V_{sat}}{A_{VOL}} \tag{22.1}$$

Si $V_{sat} = 14$ V, la amplitud de salida del comparador oscila desde aproximadamente -14 hasta $+14$ V. Si la ganancia de tensión en lazo abierto es 100.000, la tensión de entrada necesaria para alcanzar la saturación es:

$$v_{in(mín)} = \frac{\pm 14\,\text{V}}{100.000} = \pm 0{,}14\,\text{mV}$$

Figura 22.1 (*a*) Comparador. (*b*) Respuesta de entrada/salida. (*c*) Respuesta del 741C .





(*c*)

Esto quiere decir que una tensión de entrada más positiva que +0,014 mV lleva al comparador a saturación positiva y una tensión de entrada más negativa que −0,014 mV lo lleva a saturación negativa.

Las tensiones de entrada utilizadas en los comparadores normalmente son mayores que ±0,014 mV. Por esto, la tensión de salida es una salida de dos estados: $+V_{sat}$ o $-V_{sat}$. Analizando la tensión de salida, podemos decir de forma instantánea si la tensión de entrada es mayor o menor que cero.

Patrón de Lissajous

En un osciloscopio aparece un **patrón de Lissajous** cuando se aplican señales relacionadas armónicamente a las entradas horizontal y vertical. Una forma adecuada de mostrar la respuesta de entrada/salida de cualquier circuito es utilizando un patrón de Lissajous en el que dos señales relacionadas armónicamente son las tensiones de entrada y de salida del circuito.

Por ejemplo, la Figura 22.1*c* muestra la respuesta de entrada/salida de un 741C con tensiones de alimentación de ±15 V. El canal 1 (el eje vertical) tiene una sensibilidad de 5V/Div. Como podemos ver, la tensión de salida es bien −14 bien +14 V, dependiendo de si el comparador está en saturación negativa o positiva.

El canal 2 (el eje horizontal) tiene una sensibilidad de 10 mV/Div. En la Figura 22.1*c*, se ve que la transición es vertical, lo que quiere decir que toda la tensión de entrada positiva produce una saturación positiva y toda la tensión de entrada negativa produce saturación negativa.

Comparador inversor

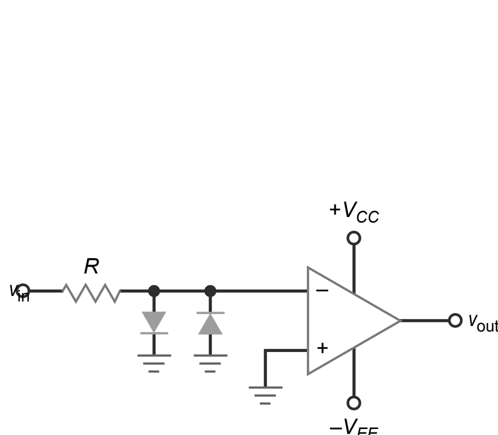
En ocasiones, puede que prefiramos utilizar un comparador inversor como el de la Figura 22.2*a*. La entrada no inversora está a tierra. La señal de entrada excita la entrada inversora del comparador. En este caso, una tensión de entrada positiva pequeña produce una salida negativa máxima, como se ilustra en la Figura 22.2*b*. Por el contrario, una tensión de entrada negativa pequeña produce una salida positiva máxima.

Circuito fijador

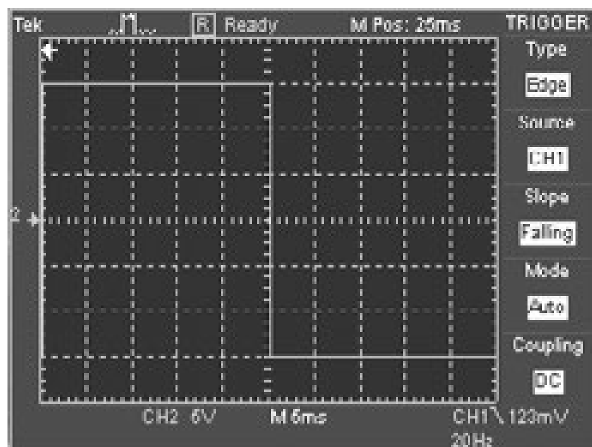
En la Sección 4.10 se ha explicado el uso de los circuitos *fijadores con diodos* para protección de circuitos sensibles. La Figura 22.2*a* muestra un ejemplo práctico. El circuito tiene dos diodos fijadores que protegen al comparador frente a tensiones de entrada demasiado grandes. Por ejemplo, el LF311 es un circuito integrado comparador con un valor máximo de entrada permitido de ±15 V. Si la tensión de entrada excede estos límites, el LF311 será destruido.

En algunos comparadores, la tensión de entrada máxima permitida puede ser tan pequeña como ±5 V, mientras que en otros puede ser mayor que ±30 V. En cualquier caso, utilizando circuitos fijadores, podemos proteger al comparador frente a tensiones de entrada grandes que resultarían ser destructivas, como se ilustra en la Figura 22.2*a*. Estos diodos no tienen ningún efecto sobre el funcionamiento del circuito siempre y cuando el valor de la tensión de entrada sea menor que 0,7V. Cuando el módulo de la tensión de entrada sea mayor que 0,7V, uno de los dos diodos entrará en conducción y fijará el módulo de la tensión de la entrada inversora en aproximadamente 0,7 V.

Figura 22.2 (*a*) Comparador inversor con diodos fijadores. (*b*) Respuesta de entrada/salida.



(*a*)



(*b*)

Algunos circuitos integrados están optimizados para utilizarse como comparadores. Estos comparadores integrados a menudo incorporan circuitos fijadores de diodos en sus etapas de entrada. Al utilizar uno de estos comparadores, tendremos que añadir una resistencia externa en serie con el terminal de entrada. Esta resistencia en serie limitará las corrientes internas del diodo a un nivel seguro.

Conversión de ondas sinusoidales en ondas cuadradas

El **punto de conmutación** (también denominado **umbral** o *referencia*) de un comparador es la tensión de entrada que hace que la tensión de salida cambie de estado (de nivel bajo a nivel alto, o de nivel alto a nivel bajo). En los comparadores no inversor e inversor vistos anteriormente, el punto de conmutación es cero, porque es el valor de la tensión de entrada para el que la salida cambia de estado. Puesto que un detector de cruce por cero tiene una *salida de dos estados*, cualquier señal de entrada periódica que cruce el umbral de cero producirá una forma de onda de salida rectangular.

Por ejemplo, si se aplica una señal sinusoidal a la entrada de un comparador no inversor con un umbral de 0V, la salida será la onda cuadrada mostrada en la Figura 22.3*a*. Como podemos ver, la salida de un detector de cruce por cero cambia de estado cada vez que la tensión de entrada pasa por el umbral de cero.

La Figura 22.3*b* muestra la onda sinusoidal de entrada y la onda cuadrada de salida de un comparador inversor con un umbral de 0 V. En un detector de cruce por cero, la onda cuadrada de salida está desfasada 180° respecto a la onda sinusoidal de entrada.

Región lineal

La Figura 22.4*a* muestra un detector de cruce por cero. Si este comparador tuviera una ganancia en lazo abierto infinita, la transición entre la saturación negativa y positiva sería vertical. En la Figura 22.ŀ, la transición parece ser vertical porque la sensibilidad del canal 2 es 10 mV/Div.

Si se cambia la sensibilidad del canal 2 a 200 μV/Div, veremos que la transición no es vertical, como se ilustra en la Figura 22.4*b*. Tarda aproximadamente $\pm 100\ \mu$V en alcanzar la saturación positiva o negativa. Esto es lo normal en un comparador. La estrecha región de entrada comprendida entre aproximadamente -100 y $+100\ \mu$V es la *región lineal del comparador.* En el cruce por cero, normalmente una señal de entrada pasa a través de la región lineal tan rápidamente que sólo vemos un salto repentino entre la saturación negativa y positiva, o viceversa.

Interfaz entre circuitos analógicos y digitales

Normalmente, las salidas de los comparadores se conectan a circuitos digitales como CMOS, EMOS óTTL (*Transistor-Transistor Logic,* lógica transistor-transistor, una familia de circuitos digitales).

La Figura 22.5*a* muestra un detector de cruce por cero que puede conectarse con un circuito EMOS.Cuando la tensión de entrada es mayor que cero, la salida del comparador es un nivel alto, que pone en conducción al FET de potencia y genera una corriente grande en la carga.

Figura 22.3 El comparador convierte ondas sinusoidales en ondas cuadradas. (*a*) No inversor. (*b*) Inversor.

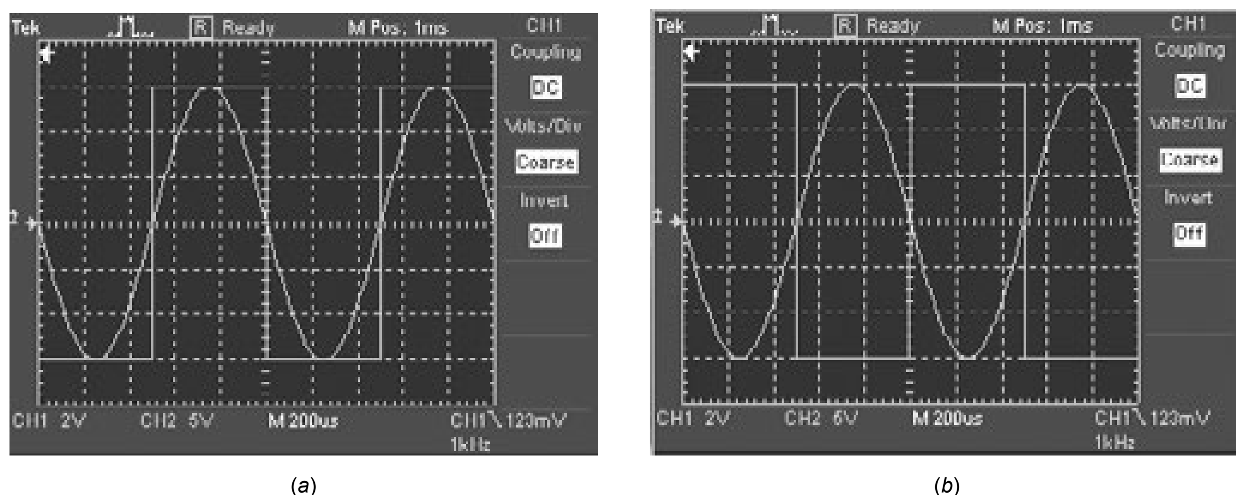
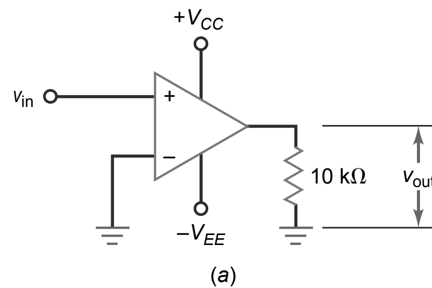


Figura 22.4 Estrecha región lineal de un comparador típico.



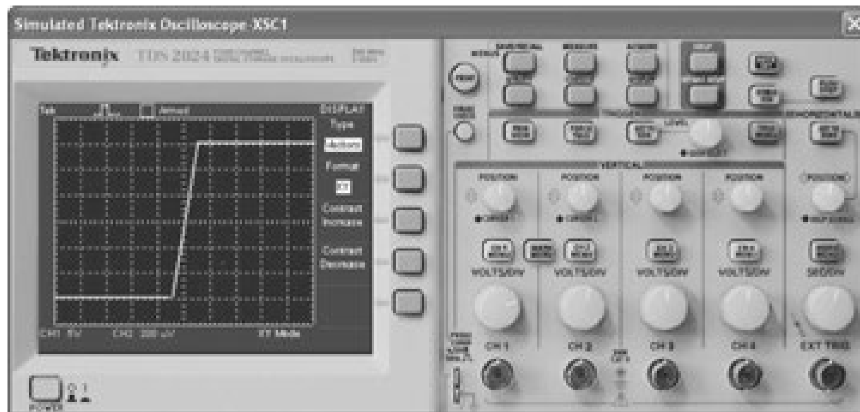
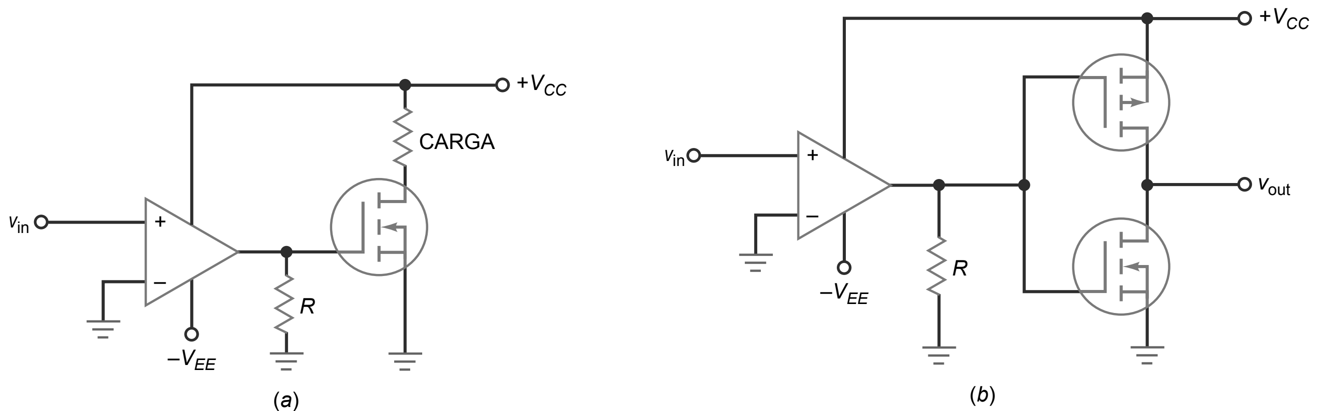


Figura 22.5 Interfaces del comparador. (*a*) Con FET de potencia. (*b*) Con CMOS.



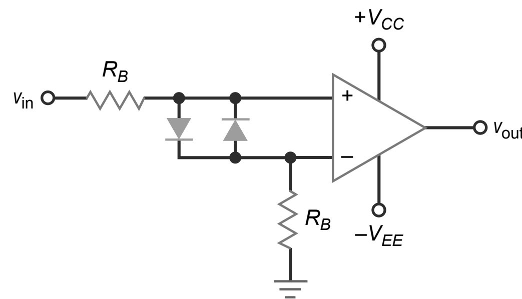
La Figura 22.5*b* muestra un detector de cruce por cero conectado a un inversor CMOS. La idea básicamente es la misma. Una entrada del comparador mayor que cero produce una entrada a nivel alto en el inversor CMOS.

La mayoría de los dispositivos EMOS pueden manejar tensiones de entrada mayores que ±15 V, y la mayoría de los dispositivos CMOS pueden manejar tensiones de entrada de hasta ±15 V. Por tanto, podemos conectar la salida de un comparador típico sin tener que fijar o cambiar el nivel. Por el contrario, la lógica TTL funciona con tensiones de entrada más pequeñas. Por ello, la conexión de un comparador con un circuito TTL requiere que se utilice un método diferente (que veremos en la siguiente sección).

Circuitos fijadores y resistencias de compensación

Cuando se utiliza una resistencia limitadora de corriente con un circuito fijador, puede emplearse una resistencia de compensación del mismo valor en la otra entrada del comparador, como se muestra en la Figura 22.6. Este

Figura 22.6 Utilización de una resistencia de compensación para minimizar el efecto de $I_{in(polarización)}$.



circuito continúa siendo un detector de cruce por cero, excepto en que ahora tiene una resistencia de compensación para eliminar el efecto de la corriente de polarización de entrada.

Como antes, los diodos normalmente no conducen y no tienen ningún efecto sobre el funcionamiento del circuito. Sólo cuando la entrada trata de exceder los $\pm 0{,}7$ V, uno de los diodos de fijación entra en conducción y protege al comparador frente a una tensión de entrada excesiva.

Salida limitada

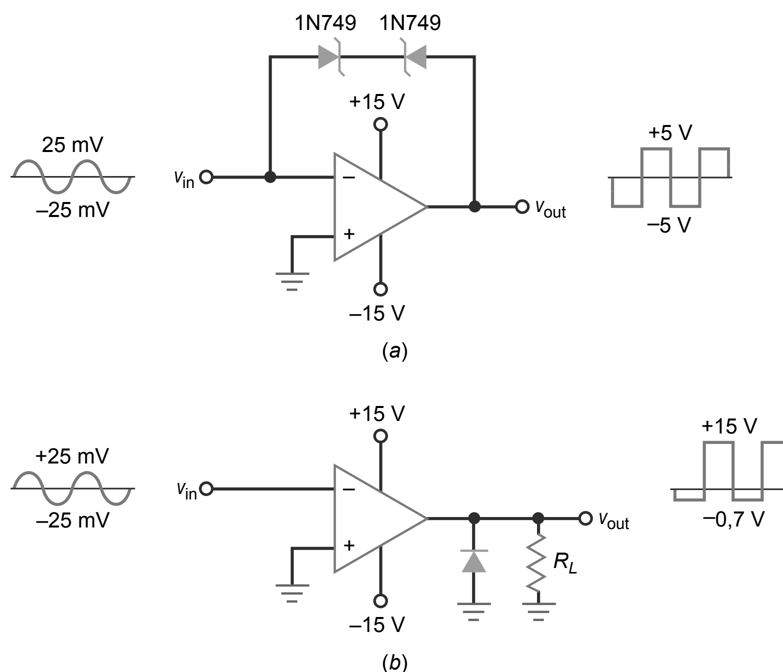
En algunas aplicaciones, la excursión de la amplitud de la salida de un detector de cruce por cero puede ser demasiado grande. En este caso, podemos *limitar la salida* empleando diodos zener conectados en oposición, como se muestra en la Figura 22.7*a*. En este circuito, el comparador inversor tiene una salida limitada porque uno de los diodos conducirá en directa y el otro funcionará en la región de disrupción.

Por ejemplo, un 1N749 tiene una tensión de zener de 4,3 V. Por tanto, la tensión que cae en los dos diodos será aproximadamente igual a ± 5 V. Si la tensión de entrada es una onda sinusoidal con un valor de pico de 25 mV, entonces la tensión de salida será una onda cuadrada invertida con una tensión de pico de 5 V.

La Figura 22.7*b* muestra otro ejemplo de una salida limitada. Esta vez, el diodo de salida recortará los semiciclos negativos de la tensión de salida. Dada una onda sinusoidal de entrada con un valor de pico de 25 mV, la salida estará limitada entre $-0{,}7$ y $+15$ V, como se muestra.

Un tercer método que permite limitar la salida consiste en conectar diodos zener a la salida. Por ejemplo, si conectamos los diodos zener en oposición de la Figura 22.7*a* en paralelo con la salida, ésta quedará limitada a ± 5 V.

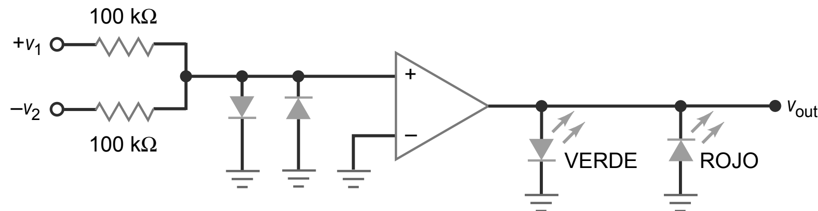
Figura 22.7 Salidas limitadas. (*a*) Diodos zener. (*b*) Diodo rectificador.



Ejemplo 22.1

¿Qué hace el circuito de la Figura 22.8?

Figura 22.8 Comparación de tensiones de diferentes polaridades.

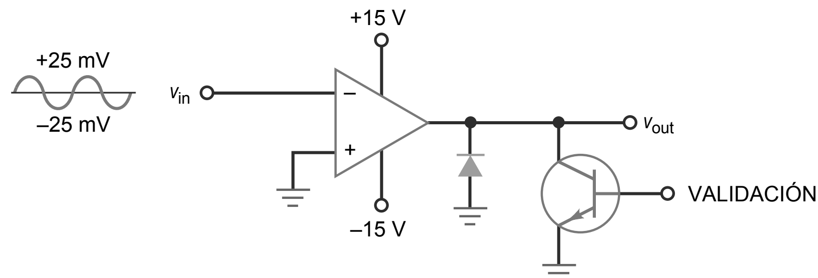


SOLUCIÓN Este circuito compara dos tensiones de polaridad opuesta para determinar cuál es la más grande. Si el módulo de v_1 es mayor que el de v_2, la entrada no inversora es positiva, la salida del comparador es positiva y el LED verde se ilumina. Por el contrario, si el módulo de v_1 es menor que el de v_2, la entrada inversora es negativa, la salida del comparador es negativa y se ilumina el LED rojo.

Ejemplo 22.2

¿Qué hace el circuito de la Figura 22.9?

Figura 22.9 Comparador con salida limitada y validación.



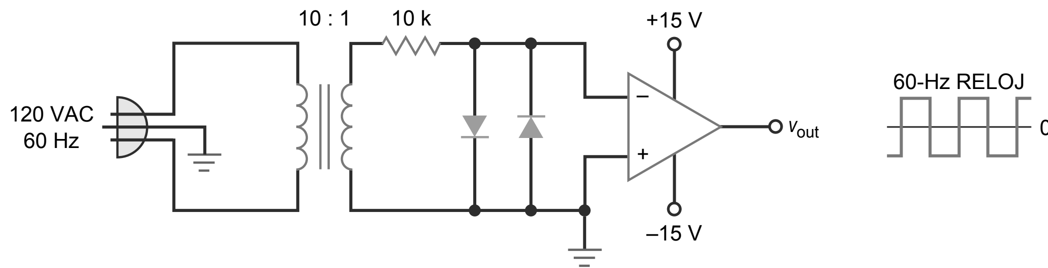
SOLUCIÓN Para empezar, el diodo de salida recorta los semiciclos negativos. El circuito de la Figura 22.9 también incluye una señal denominada *validación* (*strobe*). Cuando esta señal es positiva, el transistor se satura y hace que la tensión de salida disminuya hasta aproximadamente cero. Cuando la señal de validación es cero, el transistor se corta y la salida del comparador puede oscilar en sentido positivo. Por tanto, la salida del comparador puede variar entre $-0{,}7$ y $+15$ V cuando la señal de validación es un nivel bajo. Cuando dicha señal está a nivel alto, la salida se desactiva. En este circuito, al señal de validación es una señal utilizada para inhabilitar la salida en determinados instantes o bajo determinadas condiciones.

Ejemplo 22.3

¿Qué hace el circuito de la Figura 22.10?

SOLUCIÓN Es un método para crear una señal de *reloj a 60-Hz,* una onda cuadrada utilizada como mecanismo básico de temporización en relojes digitales baratos. El transformador reduce la tensión de la red a 12V de alterna. A continuación, los diodos fijadores limitan la entrada a $\pm 0{,}7$ V. El comparador inversor produce una onda cuadrada de salida con una frecuencia de 60 Hz. La señal de salida se denomina señal de *reloj* porque su frecuencia puede utilizarse para obtener segundos, minutos y horas.

Figura 22.10 Generación de una señal de reloj de 60 Hz.



Un circuito digital conocido como *divisor de frecuencia* puede dividir los 60 Hz entre 60 para proporcionar una onda cuadrada de período igual a 1 segundo. Otro circuito divisor por 60 puede dividir esta señal para obtener una onda cuadrada de período igual a 1 minuto. Un último circuito divisor por 60 produce una onda cuadrada cuyo período es de 1 hora. Utilizando las tres ondas cuadradas (1 s, 1 min, 1 hora) con otros circuitos digitales y un display de siete segmentos con indicadores LED podemos visualizar la hora del día en formato numérico.

22.2 Comparadores con referencias distintas de cero

En algunas aplicaciones, puede ser preferible utilizar una tensión de umbral distinta de cero. Polarizando cualquiera de las entradas, podemos cambiar la tensión de umbral cuando sea necesario.

Desplazamiento del punto de conmutación

En la Figura 22.11*a*, un divisor de tensión genera la siguiente tensión de referencia para la entrada inversora:

$$v_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \tag{22.2}$$

Cuando v_{in} es mayor que v_{ref}, la tensión de entrada diferencial es positiva y la tensión de salida es un nivel alto. Cuando v_{in} es menor que v_{ref}, la tensión de entrada diferencial es negativa y la tensión de salida es un nivel bajo.

Habitualmente, se utiliza un condensador de desacoplo en la entrada inversora, como se muestra en la Figura 22.11*a*. Esto reduce la cantidad de rizado de la tensión de alimentación y otros ruidos que aparecen en la entrada inversora. Para ser efectivo, la frecuencia de corte de este circuito de desacoplo tiene que ser mucho menor que la frecuencia de rizado de la fuente de alimentación. La frecuencia de corte está dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_1 \parallel R_2)C_{BY}} \tag{22.3}$$

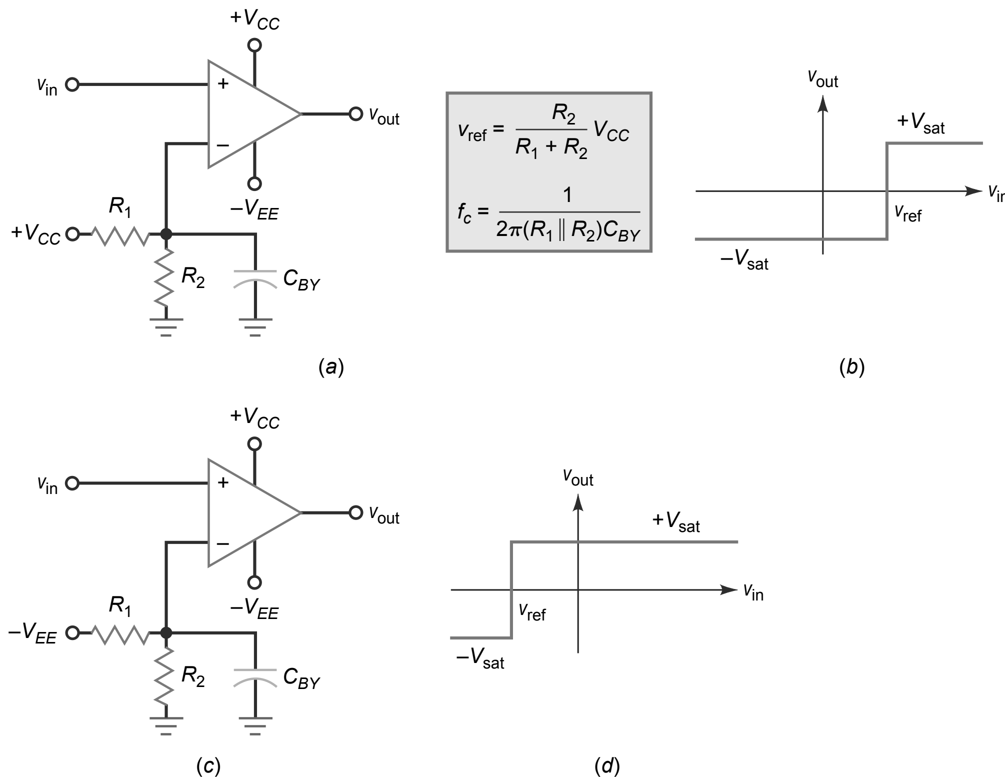
La Figura 22.11*b* muestra la **característica de transferencia** (respuesta de entrada/salida). Ahora, el punto de conmutación es igual a v_{ref}. Si v_{in} es mayor que v_{ref}, la salida del comparador entra en saturación positiva. Si v_{in} es menor que v_{ref}, la salida entra en saturación negativa.

Un comparador como éste a veces se denomina *detector de límite*, porque una salida positiva indica que la tensión de entrada excede un límite específico. Empleando valores diferentes para R_1 y R_2, podemos fijar el límite en cualquier punto entre 0 y V_{CC}. Si se prefiere un límite negativo, debe conectarse $-V_{EE}$ al divisor de tensión, como se muestra en Figura 22.11*c*. En este caso, se aplica una tensión de referencia negativa a la entrada inversora. Si v_{in} es más positiva que v_{ref}, la tensión de entrada diferencial es positiva y la salida será un nivel alto, como se muestra en la Figura 22.11*d*. Si v_{in} es más negativa que v_{ref}, la salida será un nivel bajo.

Comparador con una sola fuente de alimentación

Un amplificador operacional típico como el 741C puede funcionar con una sola fuente de alimentación positiva conectando a tierra el pin $-V_{EE}$, como se muestra en la Figura 22.12*a*. La tensión de salida tiene una sola polaridad, bien una tensión positiva baja bien una tensión positiva alta.Por ejemplo, con V_{CC} igual a $+15$ V, la amplitud de la salida será aproximadamente de $+1{,}5$ V (nivel bajo) hasta unos $+13{,}5$ V (nivel alto).

Figura 22.11 (*a*) Umbral positivo. (*b*) Respuesta de entrada/salida positiva. (*c*) Umbral negativo. (*d*) Respuesta de entrada/salida negativa.



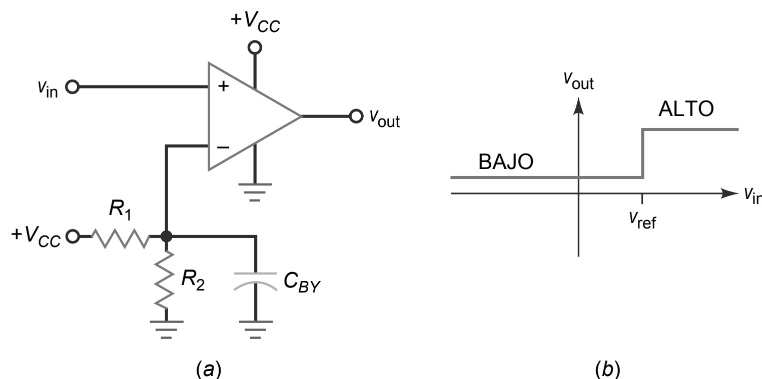
Si v_{in} es mayor que v_{ref}, la salida será un nivel alto, como se muestra en la Figura 22.12 *b*. Si v_{in} es menor que v_{ref}, la salida será un nivel bajo. En cualquier caso, la salida tendrá polaridad positiva. En muchos circuitos digitales, este tipo de salida positiva es el más adecuado.

Circuitos integrados comparadores

Un amplificador operacional, como por ejemplo un 741C, puede utilizarse como comparador , aunque tiene limitaciones de velocidad debidas a su *slew rate*. Con un 741C, la salida puede cambiar a una velocidad no mayor de 0,5 V/μs. A causa de esto, un 741C tarda más de 50 μs en conmutar entre sus estados de salida con tensiones de alimentación de $\pm$15 V. Una solución al problema del *slew-rate* es utilizar un amplificador operacional más rápido, como por ejemplo un LM318, que tiene un *slew rate* de 70 V/μs, pudiendo conmutar de $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$ en aproximadamente 0,3 μs.

Otra solución consiste en eliminar el condensador de compensación que incluye un amplificador operacional típico. Puesto que un comparador siempre se usa en un circuito no lineal, el condensador de compensación no es

Figura 22.12 (*a*) Comparador con una sola fuente de alimentación. (*b*) Función de transferencia.



necesario. Un fabricante puede prescindir de este condensador de compensación y aumentar significativamente el *slew rate.* Si un circuito integrado se ha optimizado para utilizarlo como comparador, el dispositivo se incluye en una sección separada del manual de especificaciones del fabricante. Por esta razón, en un manual típico encontrará una sección dedicada a los amplificadores operacionales y otra sección distinta a los comparadores.

Dispositivos en colector abierto

La Figura 22.13*a* muestra un esquemático simplificado de un **comparador en colector abierto**. Observe que trabaja con una sola fuente de alimentación positiva. La etapa de entrada es un amplificador diferencial (Q_1 y Q_2). Una fuente de corriente, Q_6, suministra la corriente de cola. El amplificador diferencial excita a una car ga activa Q_4. La etapa de salida es un solo transistor Q_5 en colector abierto. Este colector abierto permite al usuario controlar la amplitud de salida del comparador.

El amplificador operacional típico visto en el Capítulo 18 tiene una etapa de salida que puede describirse como una *etapa de pull-up activa*, porque contiene dos dispositivos en una conexión de *push-pull* de clase B. Con la etapa de *pull-up* activa, el dispositivo superior está activo y lleva la salida al estado de salida alto. Por el contrario, la etapa de salida en colector abierto de la Figura 22.13*a* necesita componentes externos a los que conectarse.

Para que la etapa de salida funcione correctamente, el usuario tiene que conectar el colector abierto a una resistencia externa y a una tensión de alimentación, como se muestra en la Figura 22.13*b*. La resistencia se denomina **resistencia de *pull-up*** porque lleva la tensión de salida hasta el valor de la tensión de alimentación cuando el transistor Q_5 está cortado. Si Q_5 está saturado, la tensión de salida es un nivel bajo. Ya que la etapa de salida es un transistor que opera como un conmutador, el comparador genera una salida de dos estados.

Si no se emplea ningún condensador de compensación en el circuito de la Figura 22.13 *a,* su salida puede variar muy rápidamente porque sólo las capacidades parásitas permanecen en el circuito. La principal limitación de la velocidad de conmutación es la capacidad en Q_5. Esta capacidad de salida es la suma de la capacidad interna del colector y de la capacidad parásita debida al cableado.

La constante de tiempo de salida es el producto de la resistencia de *pull-up* por la capacidad de salida. Por tanto, cuanto menor sea la resistencia de *pull-up* en la Figura 22.13*b*, más rápidamente podrá cambiar la tensión de salida. Normalmente, *R* varía entre cientos hasta miles de ohmios.

Algunos ejemplos de circuitos integrados comparadores son el LM311, el LM339 y el NE529. Todos ellos disponen de una etapa de salida en colector abierto, lo que significa que hay que conectar al pin de salida una resistencia de *pull-up* y una tensión de alimentación positiva. Debido a sus altos *slew rate*, estos circuitos integrados comparadores pueden conmutar entre los estados de salida en un microsegundo o menos.

El LM339 es un *comparador cuádruple* (cuatro comparadores en un mismo encapsulado de CI). Puede funcionar con una única fuente de alimentación o con una fuente de alimentación doble anulando una mitad.

Figura 22.13 (*a*) Esquemático simplificado de un circuito integrado comparador. (*b*) Utilización de una resistencia de *pull-up* con una etapa de salida en colector abierto.

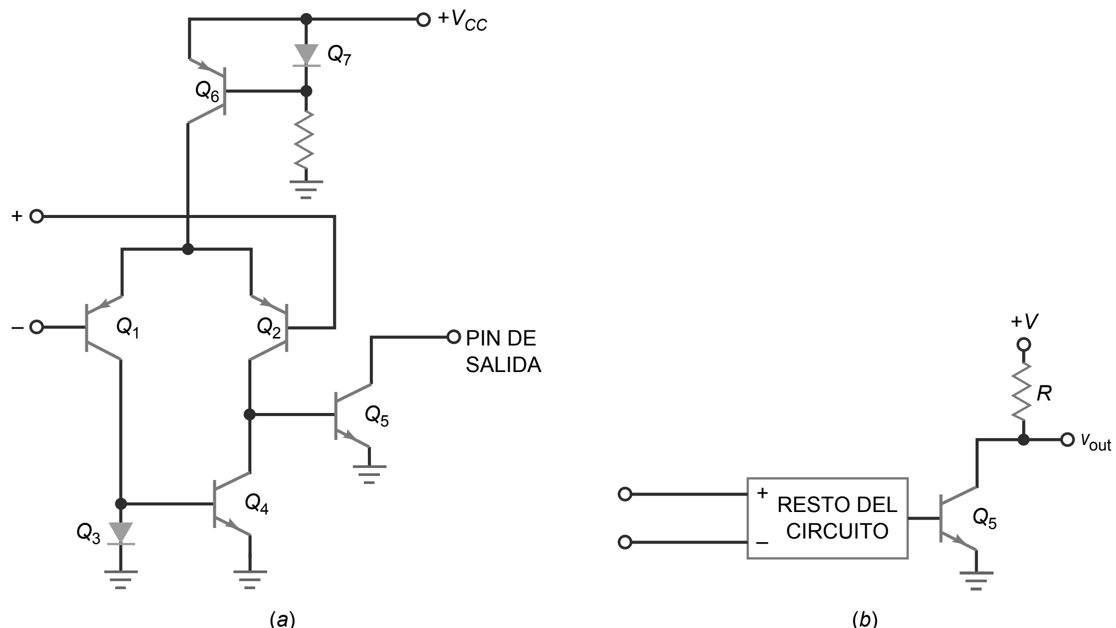
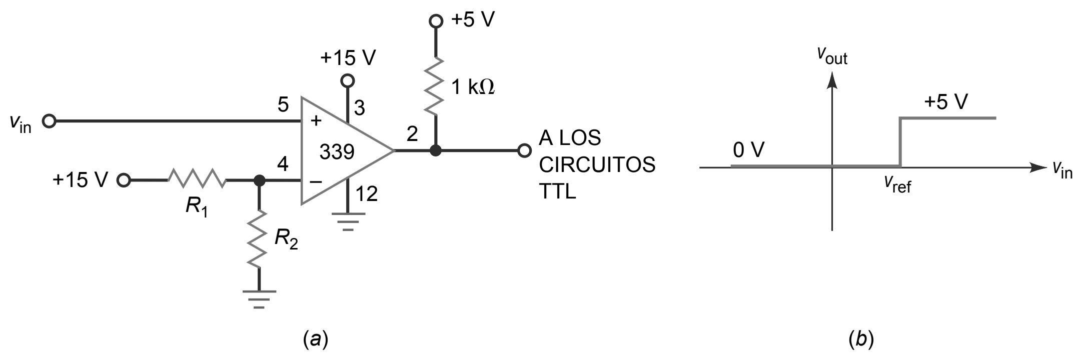


Figura 22.14 (*a*) Comparador LM339. (*b*) Respuesta de entrada/salida.



Puesto que es barato y sencillo de utilizar, el LM339 es un comparador popular para aplicaciones de propósito general.

No todos los comparadores integrados disponen de una etapa de salida en colector abierto. Algunos, como el LM360, el LM361 y el LM760 disponen de una etapa de salida con colector activo. Esta salida de *pull-up* activa produce una conmutación más rápida. Estos comparadores integrados de alta velocidad necesitan fuentes de alimentación dobles.

Conexión a dispositivos TTL

El LM339 es un dispositivo en colector abierto. La Figura 22.14*a* muestra cómo se puede conectar un LM339 con dispositivos TTL. Se utiliza una fuente de alimentación positiva de +15 V para el comparador, y el colector abierto del LM339 está conectado a una tensión de alimentación de +5 V a través de una resistencia de *pull-up* de 1 kΩ. Así, la salida varía entre 0 y +5 V, como se muestra en la Figura 22.14*b*. Esta señal de salida es ideal para los dispositivos TTL, ya que están diseñados para trabajar con tensiones de alimentación de +5 V.

Ejemplo 22.4

En el circuito de la Figura 22.15*a*, la tensión de entrada es una onda sinusoidal con un valor de pico de 10V. ¿Cuál es el punto de conmutación del circuito? ¿Cuál es la frecuencia de corte del circuito de desacoplo? ¿Cómo será la forma de onda de salida?

SOLUCIÓN Dado que se aplica una tensión de +15 V a un divisor de tensión de relación 3:1, la tensión de referencia será:

$$v_{ref} = +5 \text{ V}$$

Éste es el punto de conmutación del comparador. Cuando la onda sinusoidal pasa por este nivel, la tensión de salida cambia de estado.

Aplicando la Ecuación (22.3), obtenemos la frecuencia de corte del circuito de desacoplo:

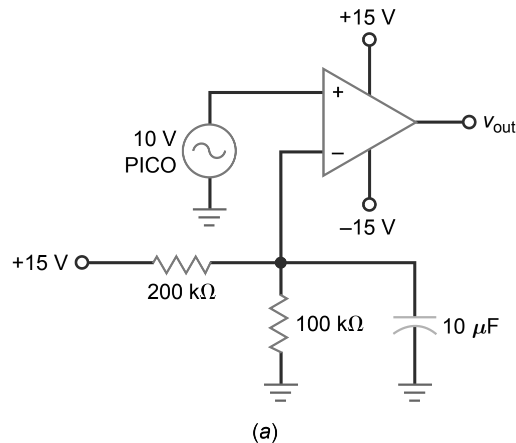
$$f_c = \frac{1}{2\pi(200 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ k}\Omega)(10 \ \mu\text{F})} = 0{,}239 \text{ Hz}$$

Esta frecuencia de corte indica que cualquier rizado de 60 Hz en la tensión de alimentación de referencia será fuertemente atenuado.

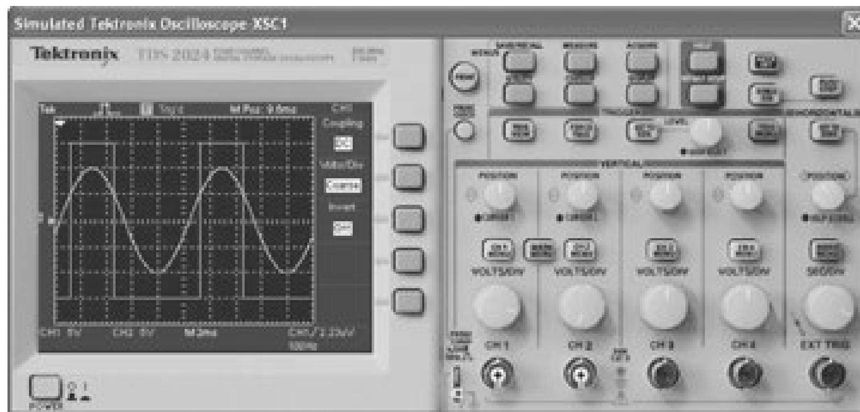
La Figura 22.15*b* muestra la onda sinusoidal de entrada, la cual tiene un valor de pico de 10 V. La salida rectangular tiene un valor de pico de aproximadamente 15 V. Observe que la tensión de salida conmuta entre estados cuando la señal sinusoidal de entrada cruza el punto de conmutación de +5 V.

PROBLEMA PRÁCTICO 22.4 En el circuito de la Figura 22.15*a*, cambie la resistencia de 200 kΩ a 100 kΩ y el condensador de 10 μF a 4,7 μF. Determine el punto de conmutación y la frecuencia de corte del circuito.

Figura 22.15 Cálculo del ciclo de trabajo.



(*a*)



(*b*)

Ejemplo 22.5

¿Cuál es el ciclo de trabajo de la forma de onda de salida de la Figura 22.15*b*?

SOLUCIÓN En el Capítulo 11, hemos definido el *ciclo de trabajo* como la anchura del impulso dividida entre el período. La Ecuación (11.22) proporciona esta definición equivalente: el ciclo de trabajo es igual al ángulo de conducción dividido entre 360°.

En la Figura 22.15*b*, la onda sinusoidal tiene un valor de pico de 10V. Por tanto, la tensión de entrada está dada por:

$$v_{in} = 10 \text{ sen } \theta$$

La salida rectangular conmuta entre estados cuando la tensión de entrada cruza por+5 V. Por tanto, la ecuación anterior se convierte en:

$$5 = 10 \text{ sen } \theta$$

Ahora, podemos determinar el ángulo θ en el se produce la conmutación:

$$\text{sen } \theta = 0{,}5$$

luego

$$\theta = \text{arcsen } 0{,}5 = 30° \text{ y } 150°$$

La primera solución, $\theta = 30°$, es el punto en el que la salida conmuta del nivel bajo al nivel alto. La segunda solución, $\theta = 150°$, es donde la salida conmuta del nivel alto al nivel bajo. El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{\text{Ángulo de conducción}}{360°} = \frac{150° - 30°}{360°} = 0{,}333$$

El ciclo de trabajo de la señal de la Figura 22.15*b* puede expresarse como del 33,3 por ciento.

22.3 Comparadores con histéresis

Si la entrada de un comparador contiene una cantidad importante de ruido, la salida será errática cuando v_{in} esté próxima al punto de conmutación. Una forma de reducir el efecto del ruido consiste en utilizar un comparador con realimentación positiva. La realimentación positiva produce dos puntos de conmutación separados que evitan que una entrada de ruido produzca transiciones falsas.

Ruido

El *ruido* es cualquier tipo de señal no deseada que no proceda de la señal de entrada o de sus armónicos. Los motores eléctricos, los anuncios de neón, las líneas de la red eléctrica, los motores de arranque de los automóviles, la iluminación, etc, producen campos electromagnéticos que inducen tensiones de ruido en los circuitos electrónicos. El rizado de la tensión de alimentación también se clasifica como ruido, ya que no está relacionado con la señal de entrada. Utilizando fuentes de alimentación reguladas y cables apantallados, normalmente, podremos reducir el rizado y el ruido inducido a niveles aceptables.

El **ruido térmico**, por otro lado, se debe al movimiento aleatorio de los electrones dentro de una resistencia (véase la Figura 22.16*a*). La energía debida al movimiento de los electrones procede de la energía térmica del aíre circundante. Cuanto más alta sea la temperatura ambiente, más activos serán los electrones.

El movimiento de miles de millones de electrones libres en el interior de una resistencia es un puro caos. En algunos instantes, se moverán más electrones de arriba hacia abajo, produciendo una tensión negativa en la resistencia. En otros instantes, se moverán más electrones de abajo hacia arriba, produciendo una tensión positiva. Si este tipo de ruido se amplificara y visualizara en un osciloscopio, sería parecido a la señal mostrada en la Figura 22.16*b*. Como cualquier tensión, el ruido tiene un valor eficaz o rms. Podemos decir que el pico de ruido más grande es aproximadamente igual a cuatro veces el valor rms.

La aleatoriedad del movimiento de los electrones en el interior de una resistencia produce una distribución de ruido para prácticamente todas las frecuencias. El valor rms de este ruido aumenta con la temperatura, el ancho de banda y el valor de resistencia. Para nuestros propósitos, tenemos que tener en cuenta cómo afecta al ruido a la salida de un comparador.

Cambios de estado debidos al ruido

Como se ha mencionado en la Sección 22.1, la alta ganancia en lazo cerrado de un comparador indica que una entrada de sólo 100 μV puede ser suficiente para que la salida cambie de un estado al otro. Si la entrada contiene una señal de ruido con un pico de 100 μV o mayor, el comparador detectará el cruce por cero producido por el ruido.

La Figura 22.17 muestra la salida de un comparador que no tiene aplicada una señal de entrada, excepto ruido. Cuando los picos del ruido son lo suficientemente grandes, producen cambios no deseados en la salida del compara-

Figura 22.16 Ruido térmico. (*a*) Movimiento aleatorio de los electrones en una resistencia. (*b*) Ruido en un osciloscopio.

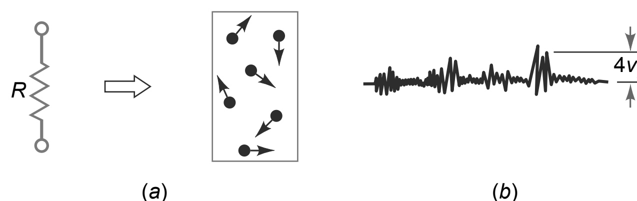
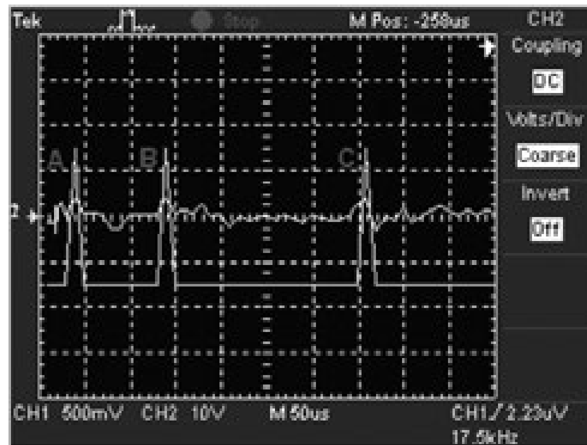


Figura 22.17 El ruido produce falsos disparos del comparador.



dor. Por ejemplo, los picos de ruido en A, B y C están produciendo transiciones no deseadas del nivel bajo al nivel alto. Si llega una señal de entrada, el ruido se superpondrá a la señal de entrada y producirá cambios de estado erráticos.

Trigger Schmitt

La solución estándar para un ruido de entrada consiste en utilizar un comparador , como el mostrado en la Figura 22.18*a*. La tensión de entrada se aplica a la entrada inversora. Como la tensión de realimentación se suma a la tensión de entrada, la realimentación es *positiva.* Un comparador que utiliza realimentación positiva de esta manera se denomina **trigger Schmitt**.

Cuando el comparador está saturado positivamente, una tensión positiva se realimenta a la entrada no inversora. Esta tensión de realimentación positiva mantiene la salida en estado alto. De forma similar, cuando la tensión de salida está saturada negativamente, se realimenta una tensión negativa a la entrada no inversora, manteniendo la salida en el estado bajo. En cualquier caso, la realimentación positiva refuerza al estado de salida existente.

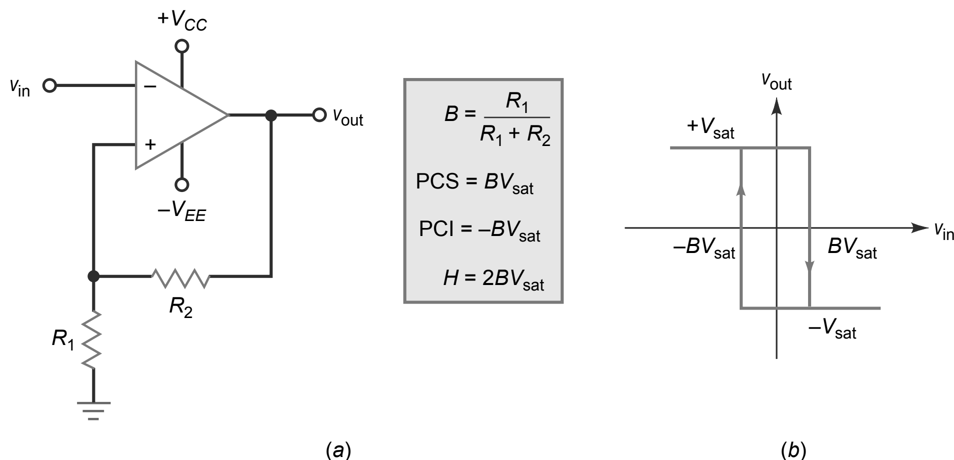
La fracción de realimentación es:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{22.4}$$

Cuando la salida está saturada positivamente, la tensión de referencia aplicada a la entrada no inversora es:

$$v_{ref} = +BV_{sat} \tag{22.5a}$$

Figura 22.18 (*a*) Trigger Schmitt inversor. (*b*) La respuesta de entrada/salida presenta histéresis



Cuando la salida está saturada negativamente, la tensión de referencia es:

$$v_{ref} = -BV_{sat} \quad \textbf{(22.5b)}$$

La tensión de salida permanecerá en un determinado estado hasta que la tensión de entrada exceda a la tensión de referencia para dicho estado. Por ejemplo, si la salida está saturada positivamente, la tensión de referencia es $+BV_{sat}$. La tensión de entrada debe incrementarse un poco por encima de $+BV_{sat}$ para que la tensión de salida cambie de positiva a negativa, como se muestra en la Figura 22.18*b*. Una vez que la salida está en el estado negativo, permanecerá en él indefinidamente hasta que la tensión de entrada se haga más negativa que $-BV_{sat}$. A continuación, la salida conmuta de negativa a positiva (Figura 22.18*b*).

Histéresis

La respuesta poco habitual de la Figura 22.18*b* tiene una propiedad útil denominada **histéresis.** Para comprender este concepto, coloque su dedo sobre la esquina superior de la gráfica donde dice $+V_{sat}$. Suponga que se trata del estado actual de la tensión de salida. Desplace el dedo hacia la derecha a lo largo de la línea horizontal. A lo largo de esta línea, la tensión de entrada está cambiando pero la tensión de salida sigue siendo igual a $+V_{sat}$. Cuando llegue a la esquina superior derecha, v_{in} es igual a $+BV_{sat}$. Si v_{in} aumenta ligeramente por encima de $+BV_{sat}$, la tensión de salida entrará en la región de transición entre los estados alto y bajo.

Si desplaza el dedo para descender a lo lar go de la línea vertical, estará simulando la transición de la tensión de salida del estado alto al bajo. Cuando su dedo llegue a la línea inferior horizontal, la tensión de salida está saturada negativamente y es igual a $-V_{sat}$.

Para volver a conmutar al estado de salida alto, desplace el dedo hasta llegar a la esquina inferior izquierda. En este punto, v_{in} es igual a $-BV_{sat}$. Cuando v_{in} se hace ligeramente más negativa que $-BV_{sat}$, la tensión de salida entra en la región de transición del nivel bajo al alto. Si desplaza el dedo a lo largo de la línea vertical, simulará la conmutación de la tensión de salida del estado bajo al alto.

En la Figura 22.18*b*, los puntos de conmutación se definen como las dos tensiones de entrada donde la tensión de salida cambia de estado. El *punto de conmutación superior (PCS)* tiene el valor:

$$\text{PCS} = BV_{sat} \quad \textbf{(22.6)}$$

y el *punto de conmutación inferior (PCI)* tiene el valor:

$$\text{PCI} = -BV_{sat} \quad \textbf{(22.7)}$$

La diferencia entre estos puntos de conmutación se define como histéresis:

$$H = \text{PCS} - \text{PCI} \quad \textbf{(22.8)}$$

Aplicando las Ecuaciones (22.6) y (22.7), esta expresión puede escribirse:

$$H = BV_{sat} - (-BV_{sat})$$

lo que es igual a:

$$H = 2BV_{sat} \quad \textbf{(22.9)}$$

La realimentación positiva causa la histéresis mostrada en la Figura 22.18*b*. Si no existiera ninguna realimentación positiva, B sería igual a cero y la histéresis desaparecería, porque ambos puntos de conmutación serían iguales a cero.

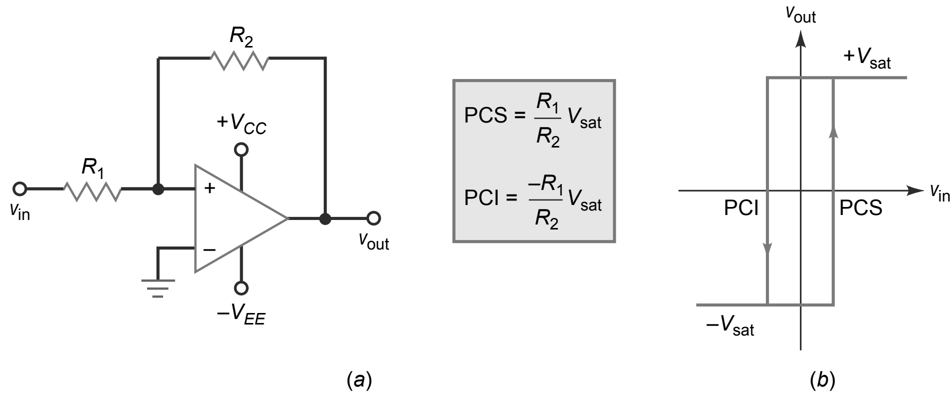
En un trigger Schmitt, la histéresis es deseable porque impide que el ruido dé lugar a falsos cambios de estado. Si la tensión de ruido de pico a pico es menor que la histéresis, el ruido no podrá producir falsos cambios de estado. Por ejemplo, si PCS $= +1$ V y PCI $= -1$ V, entonces $H = 2$ V. En este caso, el trigger Schmitt es inmune a los falsos cambios de estado siempre que la tensión de ruido sea menor que 2 V.

Circuito no inversor

La Figura 22.19*a* muestra un *trigger Schmitt no inversor.* La respuesta de entrada/salida presenta un lazo de histéresis, como se puede ver en la Figura 22.19*b*. Veamos cómo funciona el circuito: si la salida está saturada positivamente en la Figura 22.19*a*, la tensión de realimentación aplicada a la entrada no inversora es positiva, la cual refuerza la saturación positiva. De forma similar, si la salida está saturada negativamente, la tensión de realimentación aplicada a la entrada no inversora es negativa, lo que refuerza la saturación negativa.

Suponga que la salida está saturada negativamente. La tensión de realimentación mantendrá la salida en saturación negativa hasta que la tensión de entrada se haga ligeramente más positiva que el punto PCS. Cuando esto

Figura 22.19 (*a*) Trigger Schmitt no inversor. (*b*) Respuesta de entrada/salida



ocurre, la salida conmuta de saturación negativa a positiva. Una vez en saturación positiva, la salida permanece allí hasta que la tensión de entrada se hace ligeramente menor que el punto PCI. A continuación, la salida puede cambiar de nuevo al estado negativo.

Las ecuaciones para los puntos de conmutación de un trigger Schmitt no inversor son:

$$\mathbf{PCS} = \frac{R_1}{R_2} V_{sat} \tag{22.10}$$

$$\mathbf{PCI} = \frac{-R_1}{R_2} V_{sat} \tag{22.11}$$

La relación de R_1 y R_2 determina la cantidad de histéresis del trigger Schmitt. Un diseñador puede crear la suficiente histéresis como para impedir cambios de estado no deseados debidos al ruido.

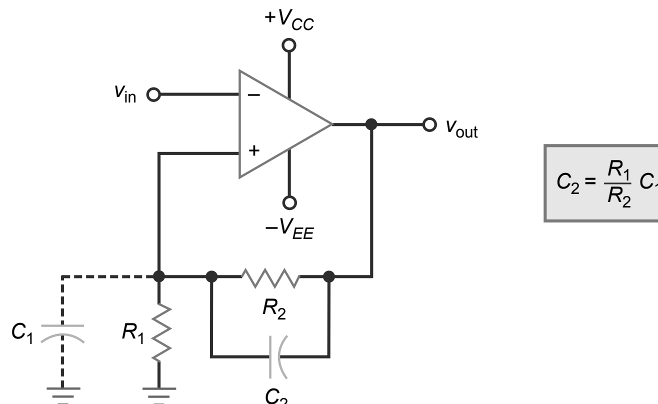
Condensador de aceleración

Además de suprimir los efectos del ruido, la realimentación positiva acelera la conmutación de los estados de salida. Cuando la tensión de salida comienza a cambiar, este cambio se realimenta a la entrada no inversora y se amplifica, forzando a la salida a cambiar más rápido.Algunas veces se conecta un condensador C_2 en paralelo con R_2, como se muestra en la Figura 22.20*a*. Conocido como **condensador de aceleración**, ayuda a cancelar el circuito de desacoplo formado por la capacidad parásita en paralelo con R_1. Esta capacidad parásita C_1 tiene que cargarse antes de que la tensión de la entrada no inversora pueda cambiar . El condensador de aceleración suministra esta carga.

Para neutralizar la capacidad parásita, el condensador de aceleración mínimo debe ser al menos:

$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_1 \tag{22.12}$$

Figura 22.20 El condensador de aceleración compensa la capacidad parásita.

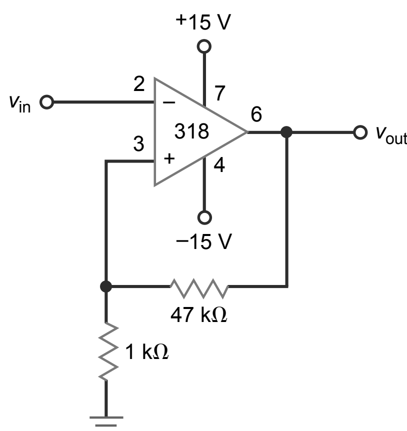


Siempre y cuando C_2 sea igual o mayor que el valor dado por la Ecuación (22.12), la salida conmutará de un estado a otro a la velocidad máxima. Dado que normalmente el diseñador habrá estimado la capacidad parásita C_1, normalmente hará que C_2 sea al menos dos veces mayor que el valor dado por la Ecuación (22.12). En circuitos típicos, C_2 varía entre 10 y 100 pF.

Ejemplo 22.6

Si $V_{sat} = 13{,}5$ V, ¿cuáles son los puntos de conmutación y el ciclo de histéresis en el circuito de la Figura 22.21?

Figura 22.21 Ejemplo.



SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (22.4), obtenemos la fracción de realimentación:

$$B = \frac{1\ \text{k}\Omega}{48\ \text{k}\Omega} = 0{,}0208$$

Con las Ecuaciones (22.6) y (22.7) obtenemos los puntos de conmutación:

$$\text{PCS} = 0{,}0208(13{,}5\ \text{V}) = 0{,}281\ \text{V}$$

$$\text{PCI} = -0{,}0208(13{,}5\ \text{V}) = -0{,}281\ \text{V}$$

Y con la Ecuación (22.9), obtenemos la histéresis:

$$H = 2(0{,}0208\ \text{V})(13{,}5\ \text{V}) = 0{,}562\ \text{V}$$

Esto quiere decir que el trigger Schmitt de la Figura 22.21 puede soportar una tensión de ruido de pico a pico de hasta 0,562 V sin producir falsos cambios de estado.

PROBLEMA PRÁCTICO 22.6 Repita el Ejemplo 22.6 cambiando el valor de la resistencia de 47 kΩ a 22 kΩ.

22.4 Comparador de ventana

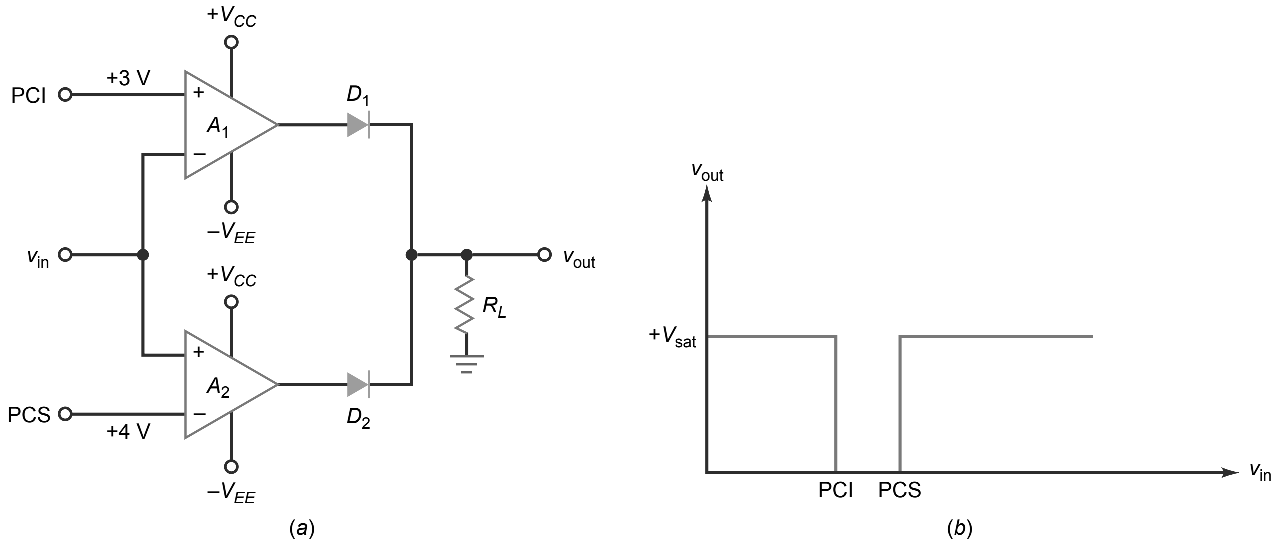
Un comparador normal indica cuándo la tensión de entrada excede un determinado límite o umbral. Un **comparador de ventana** (denominado también *detector de límite de doble terminal*) detecta cuándo la tensión de entrada se encuentra entre dos límites, lo que se denomina *ventana.* Para crear un comparador de ventana, utilizaremos dos comparadores con diferentes umbrales.

Salida a nivel bajo entre los límites

La Figura 22.22*a* muestra un comparador de ventana que puede generar una tensión de salida a nivel bajo cuando la tensión de entrada está entre un límite inferior y un límite superior . El circuito tiene un punto de conmutación inferior (PCI) y un punto de conmutación superior (PCS). Las tensiones de referencia pueden obtenerse a partir de divisores de tensión, diodos zener u otros circuitos. La Figura 22.22 *b* muestra la respuesta de entrada/salida del comparador de ventana. Cuando v_{in} es menor que PCI o mayor que PCS, la salida es un nivel alto. Si v_{in} está entre PCI y PCS, la salida es un nivel bajo.

La teoría de funcionamiento es la siguiente: en esta exposición, vamos a suponer que los puntos de conmutación positivos son: PCI = 3 V y PCS = 4 V. Cuando $v_{in} < 3$ V, el comparador A_1 genera una salida positiva y el comparador A_2 presenta una salida negativa. El diodo D_1 conduce y el diodo D_2 no conduce. Por tanto, la tensión de salida está a nivel alto. De forma similar , cuando $v_{in} > 4$ V, el comparador A_1 presenta una salida negativa y el comparador A_2 tiene una salida positiva. El diodo D_1 no conduce, el diodo D_2 conduce y la tensión de salida es un nivel alto. Cuando 3 V $< v_{in} <$ 4 V, A_1 presenta una salida negativa, A_2 presenta una salida negativa, D_1 no conduce, D_2 tampoco y la tensión de salida es un nivel bajo.

Figura 22.22 (*a*) Comparador de ventana inversor. (*b*) La salida es un nivel bajo cuando la entrada se encuentra dentro de los límites de una ventana.

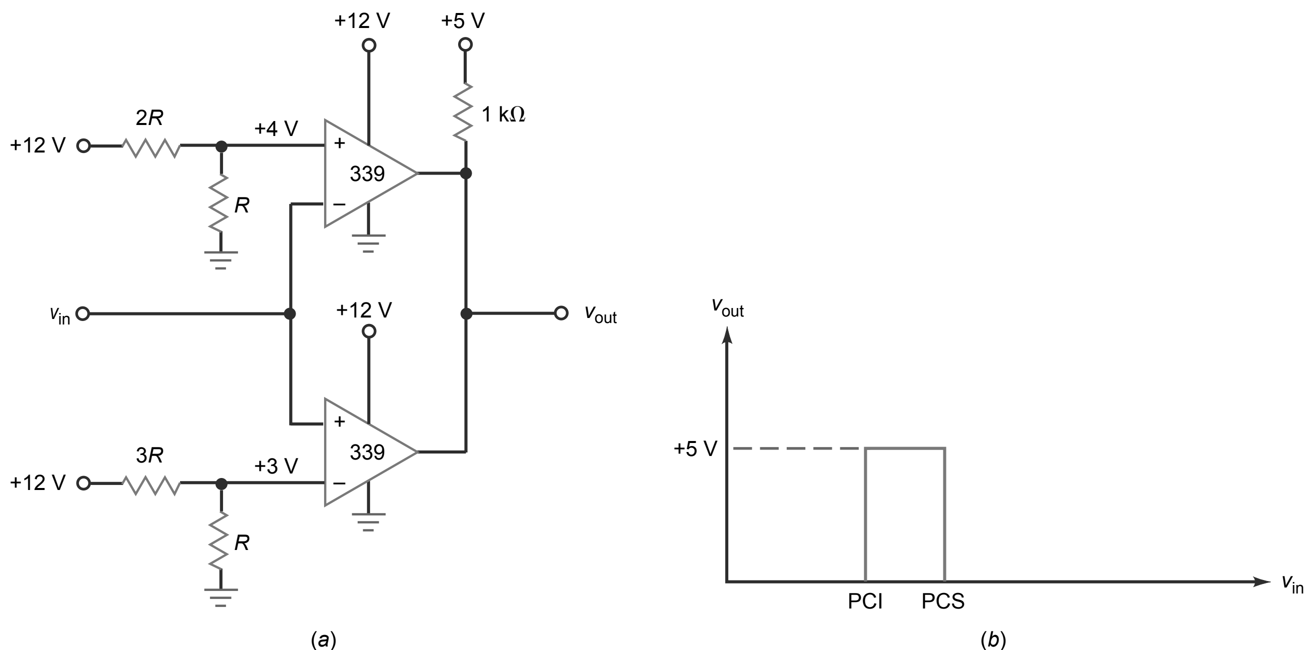


Salida a nivel alto entre los límites

La Figura 22.23*a* muestra un comparador de ventana. El circuito utiliza un LM339, que es un comparador cuádruple que necesita resistencias de *pull-up*. Cuando se usa con una tensión de alimentación de *pull-up* de +5 V, la salida puede excitar los circuitos TTL. La Figura 22.23*b* muestra la respuesta de entrada/salida. Como podemos ver, la tensión de salida es un nivel alto cuando la tensión de entrada está entre los dos límites.

Para esta explicación, vamos a suponer las mismas tensiones de referencia que en el ejemplo anteriorCuando la tensión de entrada es menor que 3 V, el comparador inferior lleva la salida a cero. Cuando la tensión de entrada es mayor que 4 V, el comparador superior lleva la salida a cero. Cuando v_{in} se encuentra entre 3 y 4 V, el transistor de salida de cada comparador se corta, por lo que la salida se lleva a +5 V.

Figura 22.23 (*a*) Comparador de ventana no inversor. (*b*) La salida está a nivel alto cuando la entrada se encuentra dentro de los límites de una ventana.



22.5 El integrador

Un **integrador** es un circuito que realiza la operación matemática denominada *integración.* La aplicación más popular de un integrador es la generación de una *rampa* de tensión de salida, una tensión que crece o decrece linealmente. A veces, al integrador, se le denomina *integrador de Miller,* en honor a su inventor.

Circuito básico

La Figura 22.24*a* es un integrador realizado con amplificador operacional. Como podemos ver, el componente de realimentación es un condensador en lugar de una resistencia. La entrada normal a un integrador es un impulso rectangular como el mostrado en la Figura 22.24*b*. La anchura de este impulso es igual a T. Cuando el impulso está a nivel bajo, $v_{in} = 0$. Cuando el impulso es un nivel alto, $v_{in} = V_{in}$. Considere que este impulso se aplica al extremo izquierdo de la resistencia R. Puesto que la entrada inversora está puesta a tierra virtual, una tensión de entrada a nivel alto produce una corriente de entrada igual a:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R}$$

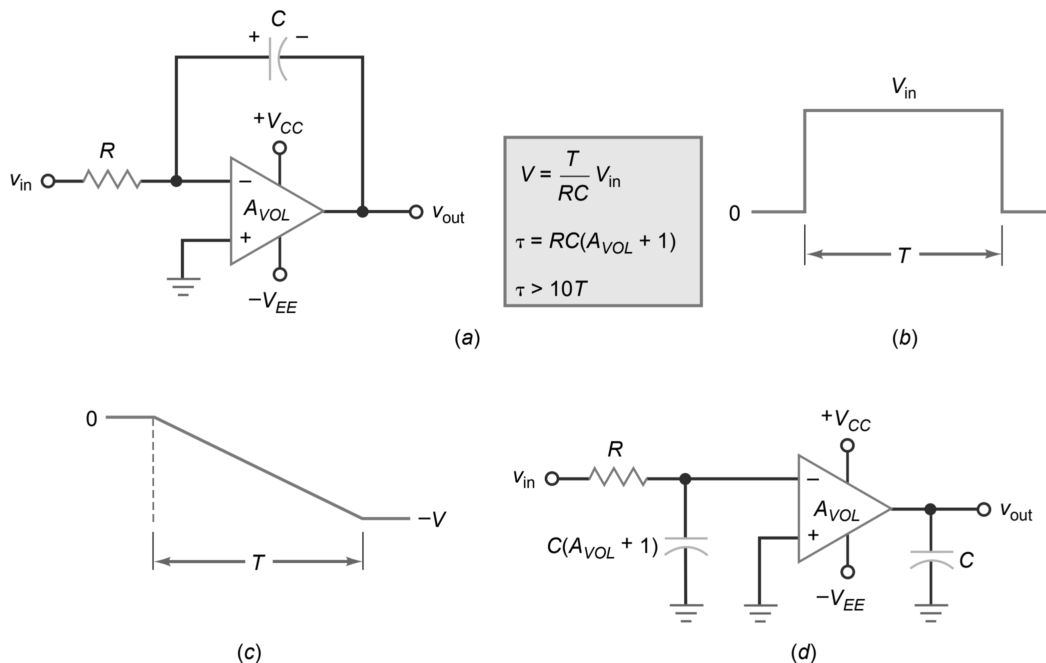
Toda esta corriente llega al condensador. Como resultado, el condensador se carga y su tensión aumenta con la polaridad mostrada en la Figura 22.24*a*. La tierra virtual implica que la tensión de salida es igual a la tensión en el condensador. Para una tensión de entrada positiva, la tensión de salida aumentará en sentido negativo, como se muestra en la Figura 22.24*c*.

Ya que una corriente constante fluye a través del condenador , la carga Q aumenta linealmente con el tiempo. Esto implica que la tensión del condensador aumenta linealmente, lo que es equivalente a una rampa negativa de la tensión de salida, como la mostrada en la Figura 22.24 *c*. En el extremo del período del impulso de la Figura 22.24*b*, la tensión de entrada vuelve a cero y el condensador deja de car gase. Como el condensador conserva la carga, la tensión de salida permanece constante en una tensión negativa igual a $-V$. El módulo de está tensión queda determinado por:

$$\boldsymbol{V = \frac{T}{RC} V_{in}} \qquad \textbf{(22.13)}$$

Un último comentario: teniendo en cuenta el efecto Miller, podemos dividir el condensador de realimentación en dos condensadores equivalentes, como se muestra en el circuito de la Figura 22.24*d*. La constante de tiempo en lazo cerrado τ para el circuito de desacoplo de entrada es:

Figura 22.24 (*a*) Integrador. (*b*) Impulso de entrada típico. (*c*) Rampa de salida. (*d*) La capacidad de Miller de entrada es muy grande.



$$\tau = RC(A_{VOL} + 1) \tag{22.14}$$

Para que el integrador funcione apropiadamente, la constante de tiempo en lazo cerrado tiene que ser mucho más grande que la anchura del impulso de entrada (al menos 10 veces más grande). Expresado como fórmula:

$$\tau > 10T \tag{22.15}$$

En el integrador típico realizado con amplificador operacional, la constante de tiempo en lazo cerrado es extremadamente grande, por lo que esta condición se satisface fácilmente.

Eliminación del *offset* de salida

El circuito de la Figura 22.24 *a* precisa una pequeña modificación para conseguir que sea práctico. Dado que un condensador se comporta como un circuito abierto para las señales continuas, a la frecuencia cero no existe realimentación negativa. Sin realimentación negativa, el circuito trata cualquier tensión de *offset* de entrada como una tensión de entrada válida. El resultado es que el condensador se carga y la salida llega a saturación positiva o negativa, donde permanece de forma indefinida.

Una forma de reducir el efecto de la tensión de *offset* de entrada consiste en disminuir la ganancia de tensión a la frecuencia cero, insertando una resistencia en paralelo con el condensador, como se muestra en la Figura 22.25*a*. Esta resistencia deberá ser al menos 10 veces más grande que la resistencia de entrada. Si la resistencia añadida es igual a 10 *R*, la ganancia de tensión en lazo cerrado y la tensión de *offset* de salida se reducen a un nivel aceptable. Cuando hay una tensión de entrada válida, la resistencia adicional casi no tiene efecto en la carga de un condensador, por lo que la tensión de salida sigue siendo casi una rampa perfecta.

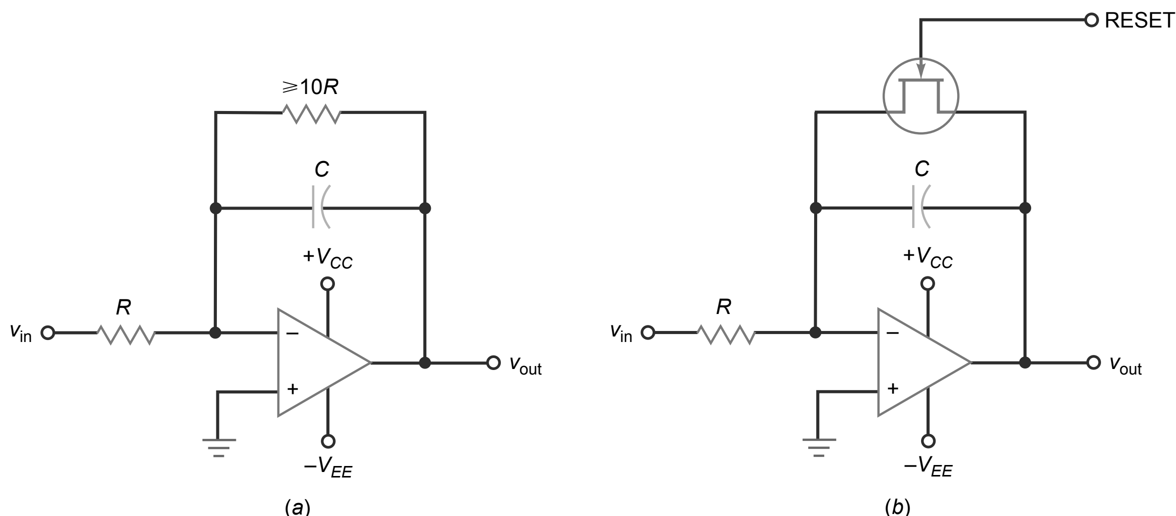
INFORMACIÓN ÚTIL

La resistencia de realimentación de la Figura 22.25 también puede dividirse en dos resistencias equivalentes. En el lado de la entrada, $z_{in} = R_f/(1 + A_{VOL})$.

Otra forma de suprimir el efecto de la tensión de *offset* de entrada consiste en utilizar un conmutador JFET, como se muestra en la Figura 22.25 *b*. La tensión de puesta a cero (RESET) en la puerta del JFET es 0 V o $-V_{CC}$, que es suficiente para cortar al JFET Por tanto, podemos considerar el JFET como una resistencia pequeña cuando el integrador está inactivo y una resistencia grande cuando el integrador está activo.

El JFET descarga el condensador y lo prepara para el siguiente impulso de entrada. Justo antes de que comience el siguiente impulso de entrada, la tensión de reset se hace igual a 0V, lo que descarga el condensador. En el instante en que se inicia el siguiente impulso, la tensión de reset se hace igual a $-V_{CC}$, lo que corta al JFET. El integrador produce entonces una rampa de tensión a la salida.

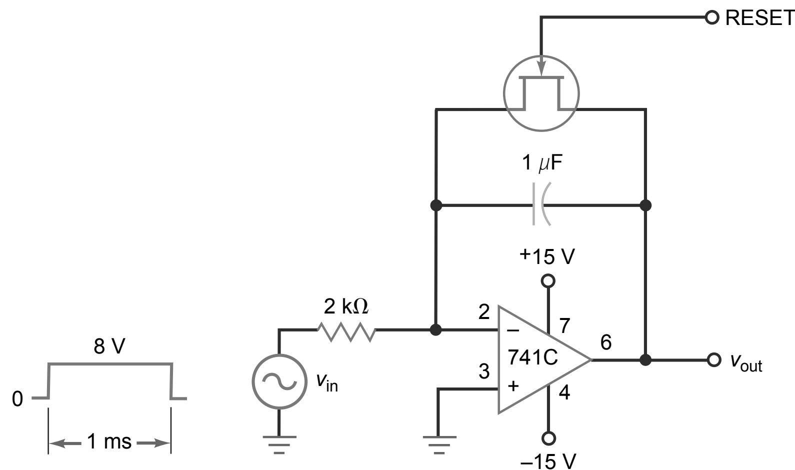
Figura 22.25 (*a*) La resistencia en paralelo con el condensador reduce la tensión de *offset* de salida. (*b*) JFET utilizado para resetear el integrador.



Ejemplo 22.7

En el circuito de la Figura 22.26, ¿cuál es la tensión de salida al finalizar el impulso de entrada? Si el 741C tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de 100.000, ¿cuál es la constante de tiempo en lazo cerrado del integrador?

Figura 22.26 Ejemplo.



SOLUCIÓN Con la Ecuación (22.13), calculamos el módulo de la tensión de salida negativa al final del impulso, que es:

$$V = \frac{1 \text{ ms}}{(2 \text{ k}\Omega)(1 \ \mu\text{F})}(8 \text{ V}) = 4 \text{ V}$$

Aplicando la Ecuación (22.14), obtenemos la constante de tiempo en lazo cerrado:

$$\tau = RC(A_{VOL} + 1) = (2 \text{ k}\Omega)(1 \ \mu\text{F})(100{,}001) = 200 \text{ s}$$

Puesto que la anchura del impulso es 1 ms, es mucho menor que la constante de tiempo en lazo cerrado, sólo la primera parte de una función exponencial está implicada en la car ga del condensador. Puesto que la parte inicial de una función exponencial es casi lineal, la tensión de salida es prácticamente una rampa perfecta. Utilizar un integrador para generar rampas lineales es la manera en que se generan la tensiones de barrido en un osciloscopio.

PROBLEMA PRÁCTICO 22.7 En el circuito de la Figura 22.26, cambie la resistencia de 2 kΩ por una de 10 kΩ y repita el Ejemplo 22.7.

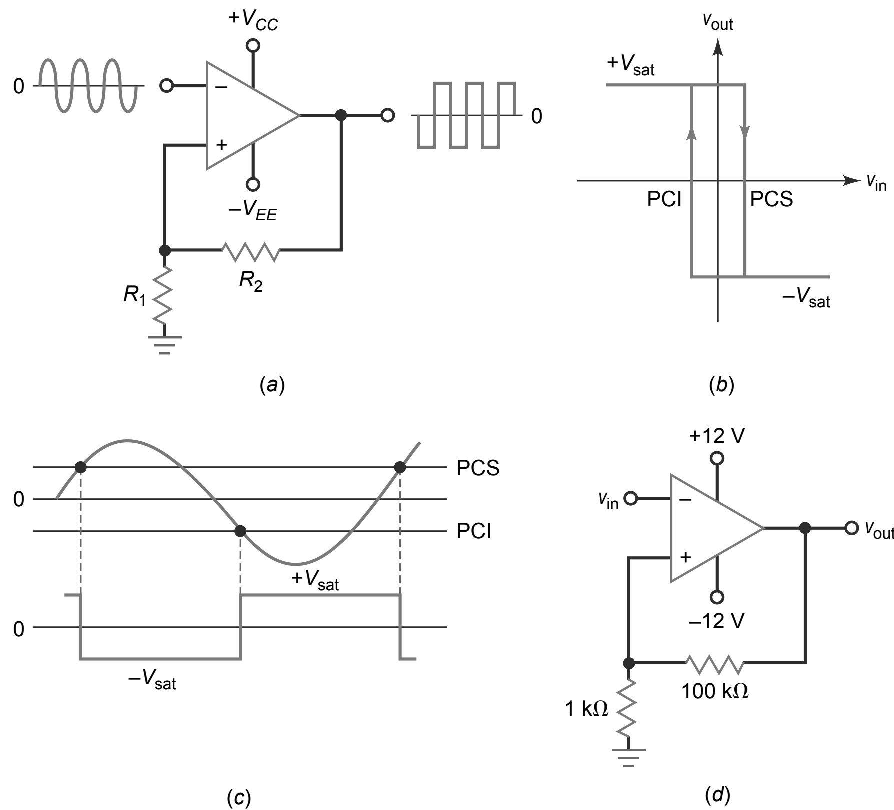
22.6 Conversión de formas de onda

Con los amplificadores operacionales podemos convertir ondas sinusoidales en ondas rectangulares, ondas rectangulares en triangulares, etc. Esta sección se ocupa de algunos circuitos básicos que convierten una forma de onda de entrada en una forma de onda de salida con una forma diferente.

Conversión de una onda sinusoidal en rectangular

La Figura 22.27*a* muestra un trigger Schmitt y la Figura 22.27*b* ilustra la gráfica de la tensión de salida en función de la tensión de entrada. Cuando la señal de entrada es *periódica* (ciclos repetitivos), el trigger Schmitt produce una salida rectangular como la mostrada. Esto supone que la señal de entrada es lo suficientemente grande como para pasar a través de los puntos de conmutación de la Figura 22.27*c*. Cuando la tensión de entrada excede el punto PCS en la variación ascendente del semiciclo positivo, la tensión de salida conmuta a $-V_{sat}$. Un semiciclo después, la tensión de entrada se hace más negativa que el punto PCI, y la salida conmuta de nuevo a $+V_{sat}$.

Figura 22.27 El trigger Schmitt siempre produce una salida rectangular.



Un trigger Schmitt siempre produce una salida rectangular, independientemente de la forma de la señal de entrada. En otras palabras, la tensión de entrada no tiene que ser sinusoidal. Siempre que la forma de onda sea periódica y tenga una amplitud lo suficientemente grande como para superar los puntos de conmutación, se obtiene una salida rectangular del trigger Schmitt. Esta onda rectangular tiene la misma frecuencia que la señal de entrada.

Por ejemplo, la Figura 22.27*d* muestra un trigger Schmitt con puntos de conmutación de, aproximadamente, PCS = +0,1 V y PCI = −0,1 V. Si la tensión de entrada es repetitiva y tiene un valor de pico a pico mayor que 0,2 V, la tensión de salida es una onda rectangular con un valor de pico a pico de aproximadamente $2V_{sat}$.

Conversión de una onda rectangular en triangular

En la Figura 22.28*a*, una onda rectangular es la entrada a un integrador. Puesto que la señal de entrada tiene un valor de continua o medio de cero, el valor de continua o medio de la salida también será cero. Como se muestra en la Figura 22.28*b*, la rampa decrece durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada y aumenta durante el semiciclo negativo. Por tanto, la salida es una onda triangular con la misma frecuencia que la señal de entrada. Puede demostrarse que la forma de onda de salida triangular tiene un valor de pico a pico de:

$$V_{out(pp)} = \frac{T}{2RC} V_p \qquad (22.16)$$

donde T es el período de la señal. Una expresión equivalente en términos de frecuencia es:

$$V_{out(pp)} = \frac{V_p}{2fRC} \qquad (22.17)$$

donde V_p es la tensión de entrada de pico y f es la frecuencia de entrada.

Conversión de una onda triangular en un tren de impulsos

La Figura 22.29*a* muestra un circuito que convierte una entrada triangular en una salida rectangular Variando R_2, podemos cambiar la anchura de los impulsos de salida, lo que es equivalente a variar el ciclo de trabajo. En la

Figura 22.28 (*a*) Una onda cuadrada aplicada a un integrador genera una salida triangular. (*b*) Formas de onda de entrada y de salida.

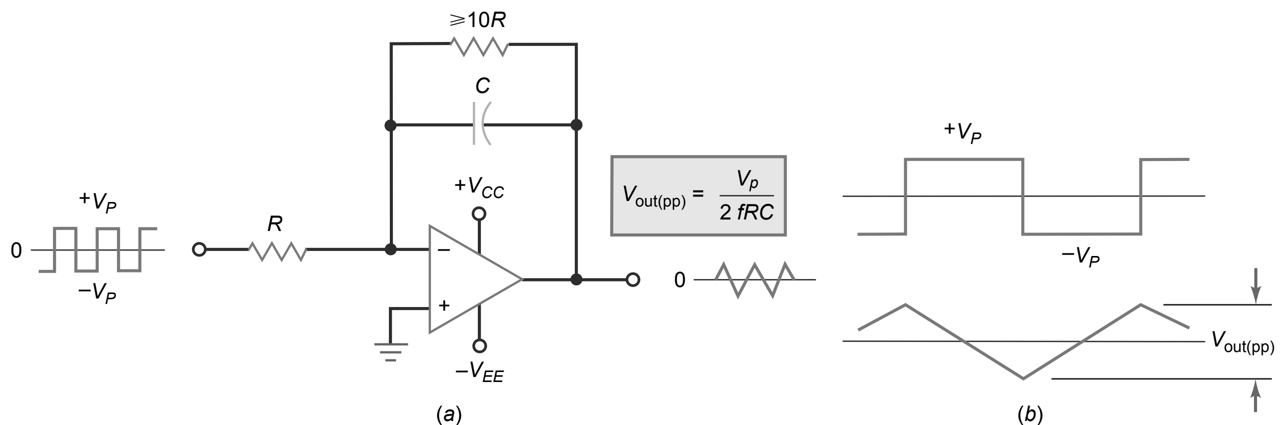


Figura 22.29 La entrada triangular al detector de límite genera una salida rectangular.

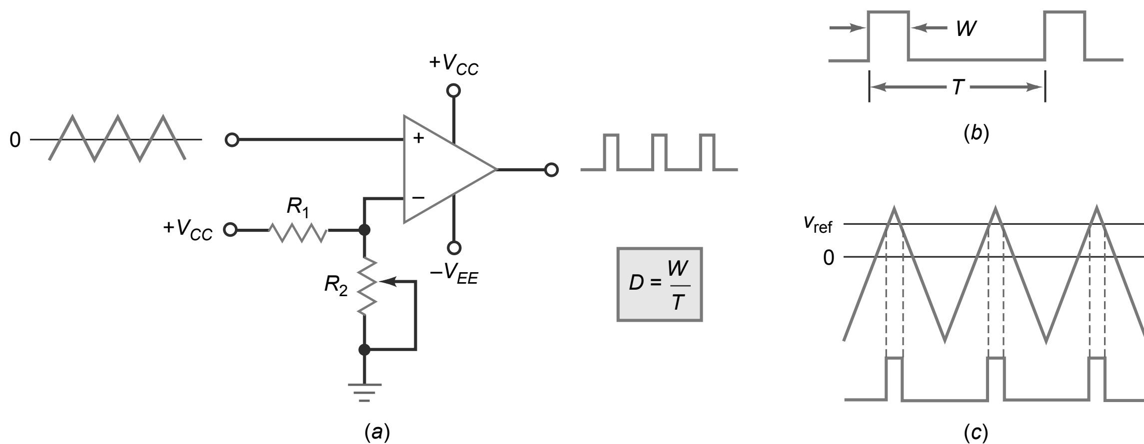


Figura 22.29*b*, *W* representa la anchura del impulso y *T* es el período. Como se ha dicho anteriormente, el ciclo de trabajo *D* es la anchura del impulso dividida entre el período.

En algunas aplicaciones, necesitaremos variar el ciclo de trabajo. El detector de límite ajustable de la Figura 22.29*a* es ideal para este propósito. En este circuito, podemos desplazar el punto de conmutación desde cero a un nivel positivo. Cuando la tensión de entrada triangular excede el punto de conmutación, la salida es un nivel alto, como se muestra en la Figura 22.29*c*. Dado que v_{ref} es ajustable, podemos variar la anchura del impulso de salida, lo que es equivalente a cambiar el ciclo de trabajo. Con un circuito como éste, podemos variar el ciclo de trabajo desde aproximadamente 0 hasta el 50 por ciento.

Ejemplo 22.8

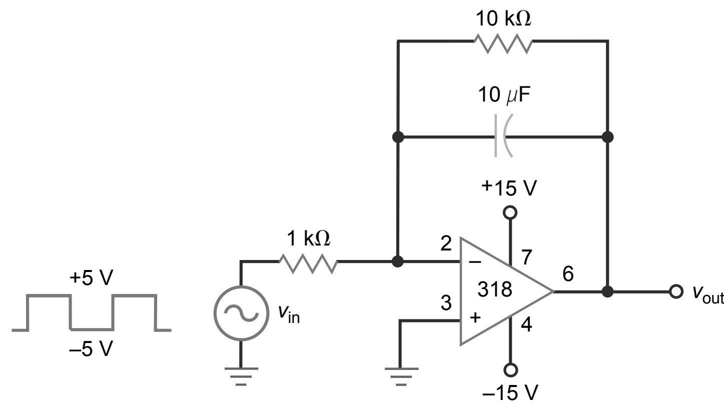
¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 22.30 si la frecuencia de entrada es 1 kHz?

SOLUCIÓN Con la Ecuación (22.17), la salida es un onda triangular con una tensión de pico a pico de:

$$V_{out(pp)} = \frac{5\text{ V}}{2(1\text{ kHz})(1\text{ k}\Omega)(10\ \mu\text{F})} = 0{,}25\text{ V pp}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 22.8 En la Figura 22.30, ¿qué valor de condensador se necesita para producir una tensión de salida con una amplitud de pico a pico de un 1 Vpp?

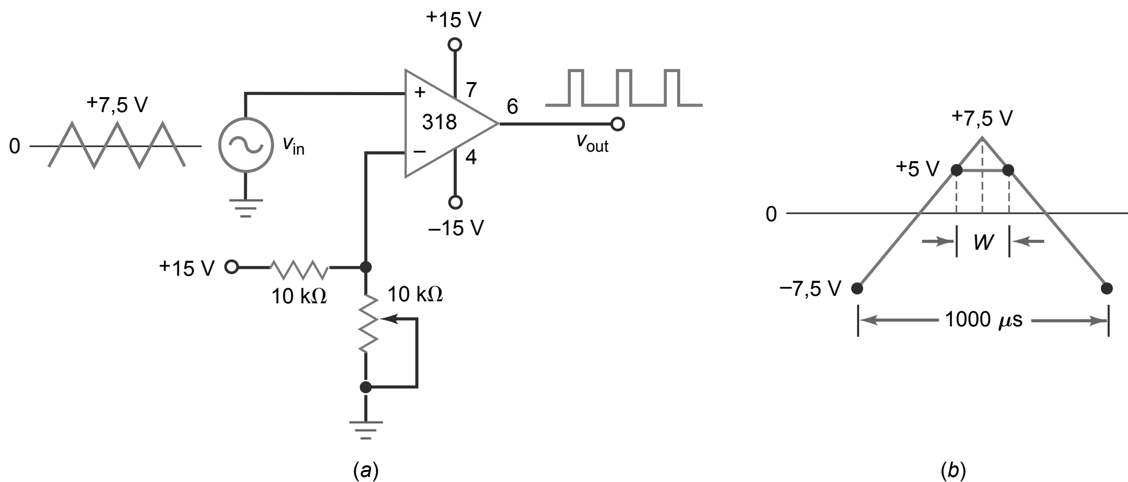
Figura 22.30 Ejemplo.



Ejemplo 22.9

Una entrada triangular excita el circuito de la Figura 22.31 *a*. La resistencia variable tiene un valor máximo de 10 kΩ. Si la entrada triangular tiene una frecuencia de 1 kHz, ¿cuál es ciclo de trabajo cuando el cursor de la resistencia variable se encuentra en la mitad de su recorrido?

Figura 22.31 Ejemplo.



SOLUCIÓN Cuando el cursor se encuentra en la mitad de su recorrido, presenta una resistencia de 5 k Ω. Esto significa que la tensión de referencia es:

$$v_{ref} = \frac{5\ \text{k}\Omega}{15\ \text{k}\Omega}\ 15\ \text{V} = 5\ \text{V}$$

El período de la señal es:

$$T = \frac{1}{1\ \text{kHz}} = 1000\ \mu\text{s}$$

La Figura 22.31*b* muestra este valor. La tensión de entrada tarda 500 μs en pasar de −7,5 a +7,5 V, ya que es la mitad del ciclo. El punto de conmutación del comparador es+5 V. Esto significa que el impulso de salida tiene una anchura de *W*, como se indica en la Figura 22.31*b*.

Por la geometría de la Figura 22.31 *b*, podemos establecer una proporción entre la tensión y el tiempo del siguiente modo:

$$\frac{W/2}{500\ \mu s} = \frac{7,5\ V - 5\ V}{15\ V}$$

Despejando W obtenemos:

$$W = 167\ \mu S$$

El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{167\ \mu s}{1000\ \mu s} = 0,167$$

En la Figura 22.31*a*, si movemos el cursor hacia abajo la tensión de referencia aumentará y el ciclo de trabajo de la salida disminuirá. Si movemos el cursor hacia arriba, la tensión de referencia disminuirá y el ciclo de trabajo de salida aumentará. Para todos los valores dados en la Figura 22.31*a*, el ciclo de trabajo puede variar entre 0 y el 50 por ciento.

PROBLEMA PRÁCTICO 22.9 Repita el Ejemplo 22.9 utilizando una frecuencia de entrada de 2 kHz.

22.7 Generación de formas de onda

Con la realimentación positiva, podemos construir **osciladores**, circuitos que generan o crean una señal de salida sin que exista ninguna señal de entrada externa. Esta sección se ocupa de algunos circuitos con amplificador operacional que pueden generar señales no sinusoidales.

Oscilador de relajación

En la Figura 22.32*a*, no hay señal de entrada. Sin embargo, el circuito produce una señal de salida rectangular. Esta salida es una onda cuadrada que oscila entre $-V_{sat}$ y $+V_{sat}$. ¿Cómo es esto posible? Suponga que la salida de la Figura 22.32*a* es un nivel positivo. Gracias la resistencia de realimentación R, el condensador se carga exponencialmente hacia $+V_{sat}$, como se muestra en la Figura 22.32*b*. Pero la tensión del condensador nunca llega a alcanzar el valor $+V_{sat}$ porque la tensión cruza por el punto de conmutación superior (PCS). Cuando esto ocurre, la onda cuadrada de salida conmuta a $-V_{sat}$.

Teniendo ahora la salida en saturación negativa, el condensador se descarga, como se muestra en la Figura 22.32*b*. Cuando la tensión del condensador pasa por cero, el condensador comienza a cargarse negativamente hacia $-V_{sat}$. Cuando la tensión del condensador cruza por el punto de conmutación inferior (PCI), la onda cuadrada de salida conmuta de nuevo a $+V_{sat}$. A continuación, el ciclo se repite.

Dado que la carga y la descarga del condensador continúa, la salida es una onda rectangular con un ciclo de trabajo del 50 por ciento. Analizando la carga y la descarga exponencial del condensador, podemos deducir la siguiente fórmula para el período de la onda de salida rectangular:

$$\boldsymbol{T = 2RC \ln \frac{1 + B}{1 - B}} \qquad \textbf{(22.18)}$$

donde B es la fracción de realimentación que está dada por:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La Ecuación (22.18) utiliza el *logaritmo natural,* que es el logaritmo en base *e*. Con esta ecuación es necesario emplear una calculadora científica o una tabla de logaritmos naturales.

La Figura 22.32*a* muestra un **oscilador de relajación**, definido como un circuito que genera una señal de salida cuya frecuencia depende de la carga de un condensador. Si aumentamos la constante de tiempo RC, se tardará más tiempo en que la tensión del condensador alcance los puntos de conmutación; por tanto, la frecuencia es menor. Si empleamos una resistencia R ajustable, podemos obtener un rango de ajuste de 50 : 1.

Figura 22.32 (*a*) Oscilador de relajación. (*b*) Carga del condensador y forma de onda de salida.

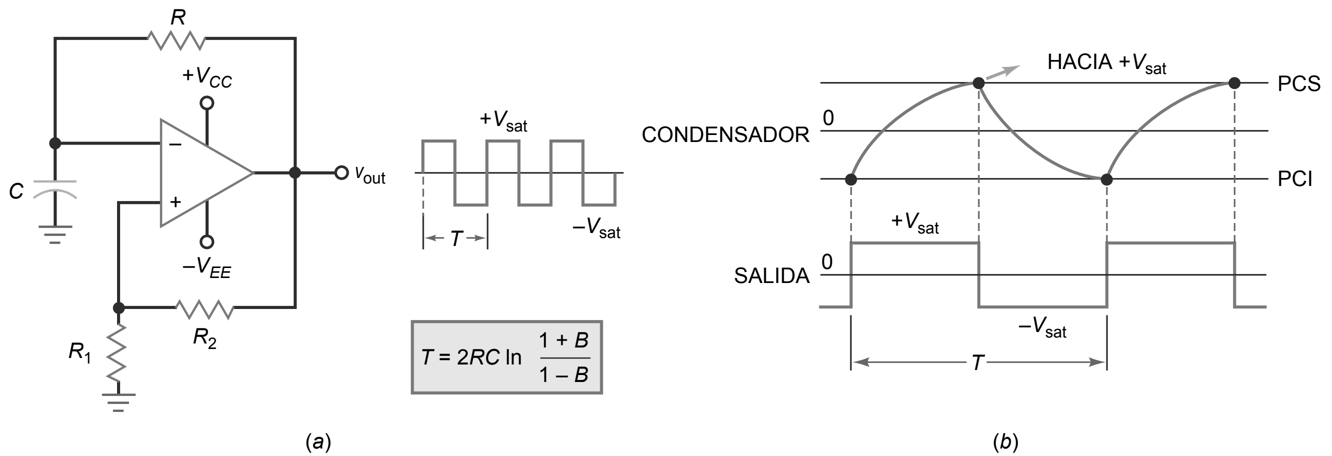
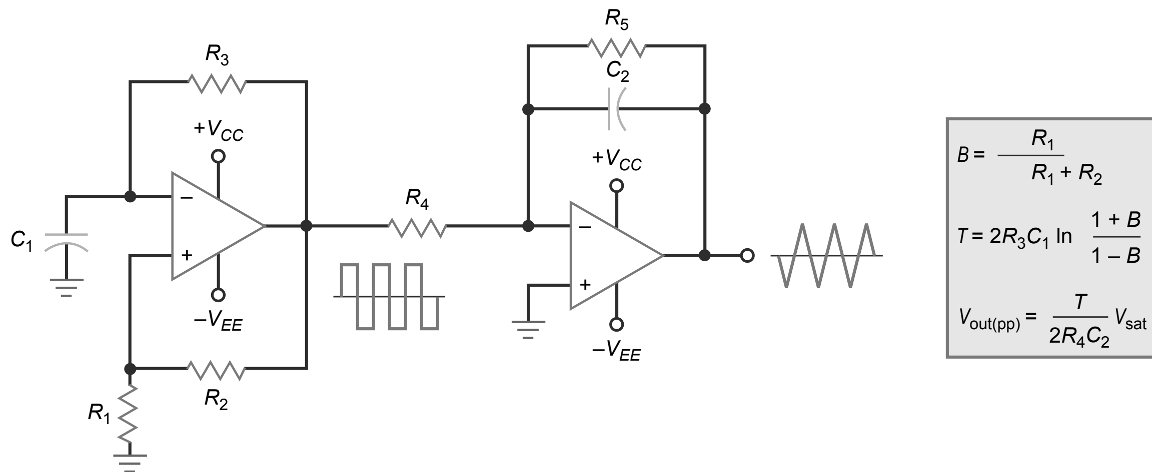


Figura 22.33 El oscilador de relajación excita al integrador para generar una onda de salida triangular.



Generación de ondas triangulares

Conectando en cascada un oscilador de relajación y un integrador, obtenemos un circuito que genera la onda de salida triangular mostrada en la Figura 22.33. La onda de salida rectangular del oscilador de relajación excita al integrador, que genera una forma de onda de salida triangular. La onda rectangular oscila entre $+V_{sat}$ y $-V_{sat}$. Podemos calcular su período con la Ecuación (22.18). La onda triangular tiene el mismo período y la misma frecuencia. Podemos calcular su valor de pico a pico aplicando la Ecuación (22.16).

Ejemplo 22.10

¿Cuál es la frecuencia de la señal de salida en el circuito de la Figura 22.34?

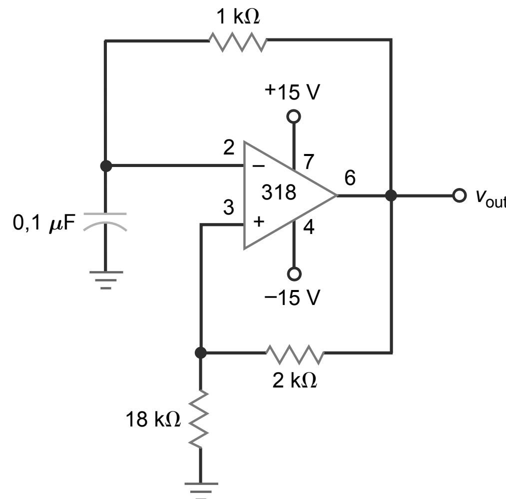
SOLUCIÓN La fracción de realimentación es:

$$B = \frac{18\ \text{k}\Omega}{20\ \text{k}\Omega} = 0{,}9$$

Aplicando la Ecuación (22.18), tenemos:

$$T = 2RC \ln\frac{1+B}{1-B} = 2(1\,\text{k}\Omega)(0{,}1\,\mu\text{F})\ln\frac{1+0{,}9}{1-0{,}9} = 589\ \mu\text{s}$$

Figura 22.34 Ejemplo.



La frecuencia es:

$$f = \frac{1}{589\ \mu s} = 1{,}7\ \text{kHz}$$

La tensión de la onda de salida cuadrada tiene una frecuencia de 1,7 kHz y un valor de pico a pico de $2V_{sat}$, aproximadamente 27 V en el circuito de la Figura 22.34.

PROBLEMA PRÁCTICO 22.10 En la Figura 22.34, cambie la resistencia de 18 kΩ por una resistencia de 10 kΩ y calcule la nueva frecuencia de salida.

Ejemplo 22.11

El oscilador de relajación del Ejemplo 22.10 se utiliza en la Figura 22.33 para excitar el integrador Suponga que la tensión de salida de pico del oscilador de relajación es igual a 13,5 V. Si el integrador tiene $R_4 = 10$ kΩ y $C_2 = 10$ μF, ¿cuál será el valor de pico a pico de la onda de salida triangular?

SOLUCIÓN Con las ecuaciones mostradas en la Figura 22.33, podemos analizar el circuito. En el Ejemplo 22.10, hemos calculado una fracción de realimentación de 0,9 y un período de 589 μs. Ahora, podemos calcular el valor de pico a pico de la onda de salida triangular:

$$V_{out(pp)} = \frac{589\ \mu s}{2(10\ k\Omega)(10\ \mu F)}(13{,}5\ V) = 39{,}8\ \text{mV pp}$$

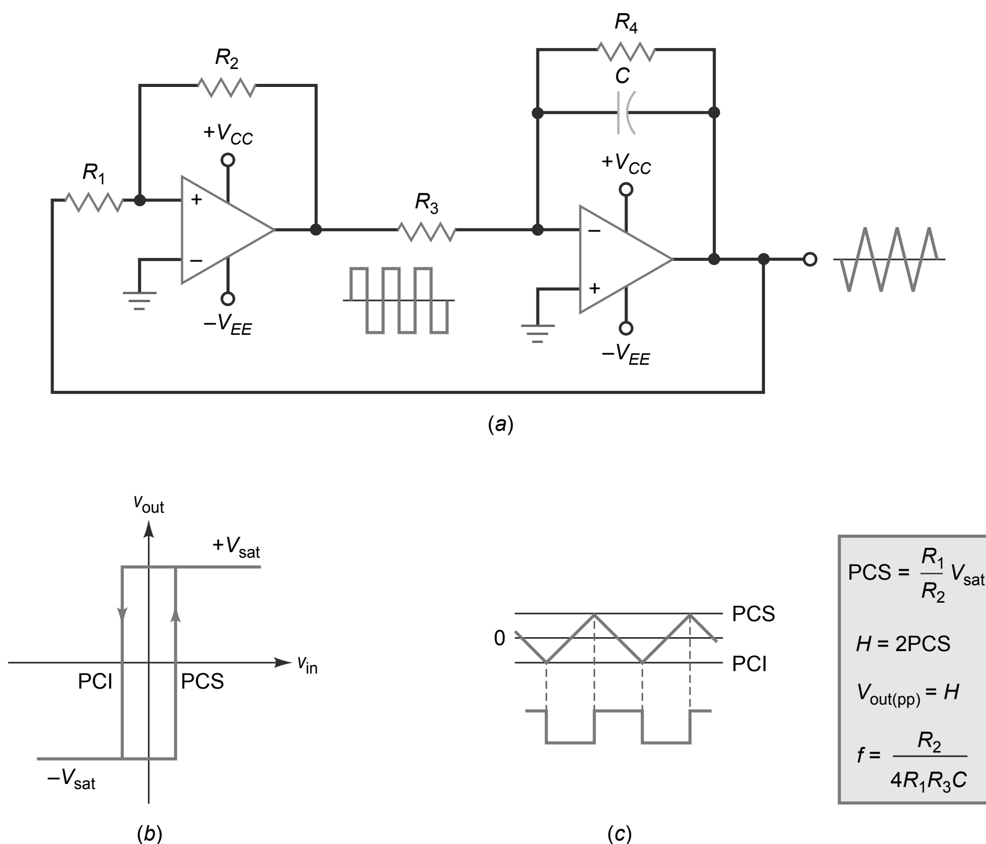
El circuito genera una onda cuadrada con un valor de pico a pico de aproximadamente 27 V y una onda triangular con un valor de pico a pico de 39,8 mV.

PROBLEMA PRÁCTICO 22.11 Repita el Ejemplo 22.11 cambiando la resistencia de 18 kΩ, en el circuito de la Figura 22.34, por una de 10 kΩ.

22.8 Otros generadores de ondas triangulares

En la Figura 22.35*a*, la salida de un trigger Schmitt no inversor es una onda rectangular que excita al integrador. La salida del integrador es una onda triangular. Esta onda triangular se realimenta y excita al trigger Schmitt. Así que tenemos un circuito muy interesante: la primera etapa excita a la segunda y la segunda excita a la primera.

Figura 22.35 Un trigger Schmitt y un integrador generan ondas cuadradas y triangulares.



La Figura 22.35*b* muestra la característica de transferencia del trigger Schmitt. Cuando la salida es un nivel bajo, la entrada tiene que aumentar hasta el punto PCS para que la salida conmute al estado alto. Del mismo modo, cuando la salida es un nivel alto, la entrada tiene que disminuir hasta el punto PCI para que la salida pase a nivel bajo.

Cuando la salida del trigger Schmitt es un nivel bajo en la Figura 22.35*c*, el integrador produce una rampa positiva, que aumenta hasta alcanzar el punto de conmutación superior (PCS). En este punto, la salida del trigger Schmitt conmuta al estado alto y la onda triangular invierte su dirección. La rampa negativa entonces decrece hasta llegar al punto de conmutación inferior (PCI), donde de nuevo tiene lugar un cambio de la salida del trigger Schmitt.

En la Figura 22.35*c*, el valor de pico a pico de la onda triangular es igual a la diferencia entre el punto PCS y el punto PCI. Para la frecuencia podemos deducir la siguiente ecuación:

$$f = \frac{R_2}{4R_1R_3C} \quad \textbf{(22.19)}$$

La Figura 22.35 muestra esta ecuación, junto con las restantes ecuaciones de análisis.

Ejemplo 22.12

El generador de ondas triangulares de la Figura 22.35*a* tiene los siguientes valores de circuito: $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 10$ kΩ, $R_4 = 100$ kΩ y $C = 10$ μF. ¿Cuál es la salida de pico a pico si $V_{sat} = 13$ V? ¿Cuál es la frecuencia de la onda triangular?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones facilitadas en la Figura 22.35, obtenemos el valor del punto de conmutación superior (PCS):

$$PCS = \frac{1\ k\Omega}{100\ k\Omega}(13\ V) = 0,13\ V$$

El valor de pico a pico de la salida triangular es igual a la histéresis:

$$V_{out(pp)} = H = 2PCS = 2(0,13\ V) = 0,26\ V$$

La frecuencia es:

$$f = \frac{100\ k\Omega}{4(1\ k\Omega)(10\ k\Omega)(10\ \mu F)} = 250\ Hz$$

PROBLEMA PRÁCTICO 22.12 En la Figura 22.35, cambie R_1 a 2 kΩ y C a 1 μF. Calcule $V_{out(pp)}$ y la frecuencia de salida.

22.9 Circuitos activos con diodo

Los amplificadores operacionales pueden mejorar el rendimiento de los circuitos de diodos. Un amplificador operacional con realimentación negativa reduce el efecto de la tensión de codo, permitiéndonos rectificar , detectar picos, recortar y cambiar el nivel de continua de las señales (aquellas con amplitudes menores que la tensión de codo). Y gracias a su acción como etapa separadora, los amplificadores operacionales pueden eliminar los efectos de la fuente y la carga en los circuitos de diodos.

Rectificador de media onda

La Figura 22.36 muestra un **rectificador de media onda**. Cuando la señal de entrada es positiva, la salida también es positiva y hace que el diodo conduzca. El circuito actúa entonces como un seguidor de emisor y el semiciclo positivo aparece en la resistencia de carga. Cuando la entrada es negativa, la salida del amplificador operacional se hace negativa y el diodo se corta. Puesto que el diodo se comporta como un circuito abierto, no aparecerá ninguna tensión en la resistencia de carga. La salida final es una señal de media onda casi perfecta.

Existen dos regiones o *modos* distintos de funcionamiento. El primer modo se da cuando la tensión de entrada es positiva, el diodo está conduciendo y el funcionamiento es lineal. En este caso, la tensión de salida se realimenta a la entrada y tenemos una realimentación negativa. El segundo modo se produce cuando la tensión de entrada es negativa, el diodo no conduce y el camino de realimentación está abierto. En este caso, la salida del amplificador operacional está aislada de la resistencia de carga.

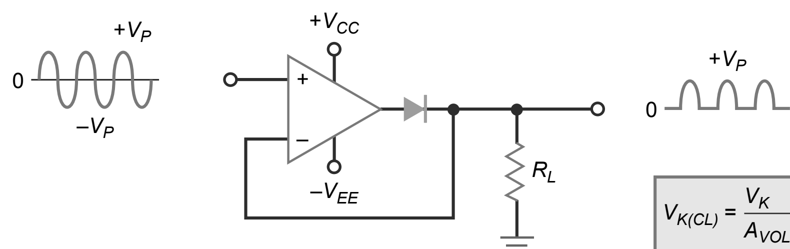
La ganancia de tensión en lazo cerrado del amplificador operacional casi elimina el efecto de la tensión de codo. Por ejemplo, si la tensión de codo es 0,7 V y A_{VOL} es 100.000, la tensión de entrada que basta para poner en conducción al diodo es 7 μV.

La tensión de codo en lazo cerrado está dada por:

$$V_{K(CL)} = \frac{V_K}{A_{VOL}}$$

donde $V_K = 0,7$ V para un diodo de silicio. Puesto que la tensión de codo en lazo cerrado es tan pequeña, el rectificador de media onda activo puede utilizarse con señales de nivel bajo en la región de los microvoltios.

Figura 22.36 Rectificador activo de media onda.



Detector de pico activo

Para detectar el valor de pico de señales pequeñas, podemos utilizar un **detector de pico activo** como el mostrado en la Figura 22.37*a*. De nuevo, la tensión de codo en lazo cerrado se encuentra en la región de los microvoltios, lo que significa que podemos detectar el valor de pico de señales de nivel bajo. Cuando el diodo conduce, la realimentación negativa produce una impedancia de salida de Thevenin que se aproxima a cero. Esto quiere decir que la constante de tiempo de carga es muy baja, por lo que el condensador puede cargarse rápidamente al valor de pico positivo. Cuando el diodo no conduce, el condensador tiene que descargarse a través de R_L. Puesto que la constante de tiempo de descarga R_LC puede ser mucho mayor que el período de la señal de entrada, podemos obtener una detección de pico casi perfecta de señales de nivel bajo.

Existen dos regiones de funcionamiento distintas. La primera, cuando la tensión de entrada es positiva, el diodo está en conducción y el funcionamiento es lineal. En este caso, el condensador se carga al valor de pico de la tensión de entrada. La segunda, cuando la tensión de entrada es negativa, el diodo no está conduciendo y el camino de realimentación está abierto. En este caso, el condensador se descarga a través de la resistencia de carga. Mientras que la constante de tiempo de descarga sea mucho mayor que el período de la señal de entrada, la tensión de salida será aproximadamente igual al valor de pico de la tensión de entrada.

Si la señal de pico detectada tiene que excitar una carga pequeña, podemos evitar los efectos de carga utilizando una etapa separadora con amplificador operacional. Por ejemplo, si conectamos el punto *A* de la Figura 22.37*a* al punto *B* de la Figura 22.37*b*, el seguidor de emisor aísla a la pequeña resistencia de carga del detector de pico. Esto evita que la resistencia de carga descargue al condensador demasiado deprisa.

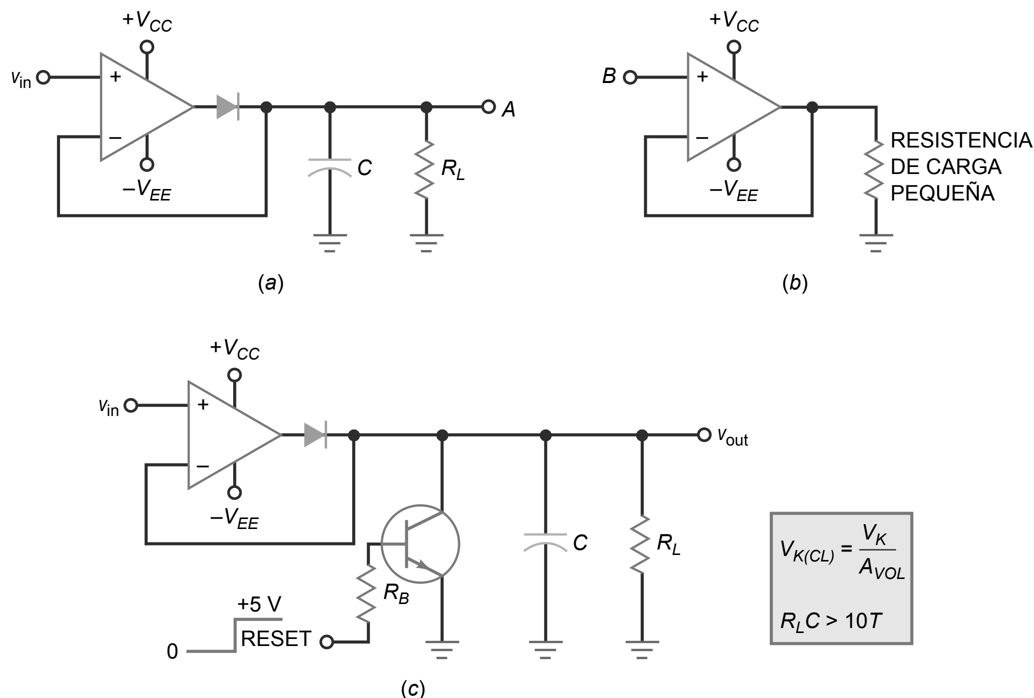
Como mínimo, la constante de tiempo R_LC tiene que ser al menos 10 veces mayor que el período *T* de la señal de entrada con frecuencia más baja. Es decir:

$$R_LC > 10T \tag{22.20}$$

Si esta condición se satisface, la tensión de salida estará dentro del 5 por ciento del valor de pico de la entrada. Por ejemplo, si la frecuencia más baja es 1 kHz, el período es igual a 1 ms. En este caso, la constante de tiempo R_LC debe ser al menos 10 ms, si se quiere un error menor del 5 por ciento.

A menudo, en un detector de pico activo se incluye una entrada de *reset*, como se muestra en la Figura 22.37*c*. Cuando la entrada de reset está a nivel bajo, el transistor se corta. Esto permite al circuito funcionar como se ha descrito anteriormente. Cuando la entrada de reset está a nivel alto, el transistor se cierra, lo que hace que el condensador se descargue rápidamente. La razón de que pueda ser necesaria una entrada de reset se debe a que una constante de tiempo de descarga larga implica que el condensador se mantendrá cargado durante mucho tiempo,

Figura 22.37 (*a*) Detector de pico activo. (*b*) Amplificador separador. (*c*) Detector de pico con reset.



incluso aunque la señal de entrada se elimine. Utilizando una entrada de reset a nivel alto, podemos descargar rápidamente el condensador y prepararlo para otra señal de entrada con un valor de pico diferente.

Limitador activo positivo

La Figura 22.38*a* es un circuito **limitador activo positivo**. Cuando el cursor de la resistencia variable está colocado totalmente a la izquierda, v_{ref} es cero y la entrada no inversora está puesta a tierra. Cuando v_{in} es positiva, la salida del amplificador operacional es negativa y el diodo conduce. La baja impedancia del diodo produce una realimentación fuertemente negativa porque la resistencia de realimentación tiende a cero. Bajo estas condiciones, el nodo de salida es un punto de tierra virtual para todos los valores positivos de v_{in}.

Cuando v_{in} se hace negativa, la salida del amplificador operacional es positiva, lo que hace que el diodo no conduzca y abre el lazo. Cuando el lazo está abierto, la tierra virtual se pierde y v_{out} es igual al semiciclo negativo de la tensión de entrada. Por esta razón aparece el semiciclo negativo en la salida, tal y como se muestra.

Podemos ajustar el nivel de recorte moviendo el cursor para obtener diferentes valores de v_{ref}. Así, podemos obtener la forma de onda de salida mostrada en la Figura 22.38*a*. El nivel de referencia puede variarse entre 0 y $+V$.

La Figura 22.38*b* muestra un circuito activo que recorta ambos semiciclos. Observe los dos diodos zener en oposición en el lazo de realimentación. Para tensiones más pequeñas que la tensión del zener, el circuito tiene una ganancia en lazo cerrado de R_2/R_1. Cuando la salida trata de exceder la tensión del zener más una caída de diodo en directa, el diodo zener entra en disrupción y la tensión de salida es igual a $V_Z + V_K$ con respecto a tierra virtual, razón por que la salida aparece recortada.

Fijador activo de nivel positivo

La Figura 22.39 muestra un circuito **fijador activo de nivel positivo**. Este circuito suma una componente continua a la señal de entrada. En consecuencia, la salida tiene el mismo tamaño y forma que la señal de entrada, aunque con el nivel de continua desplazado.

Figura 22.38 (*a*) Limitador activo positivo. (*b*) Los diodos zener producen una onda rectangular.

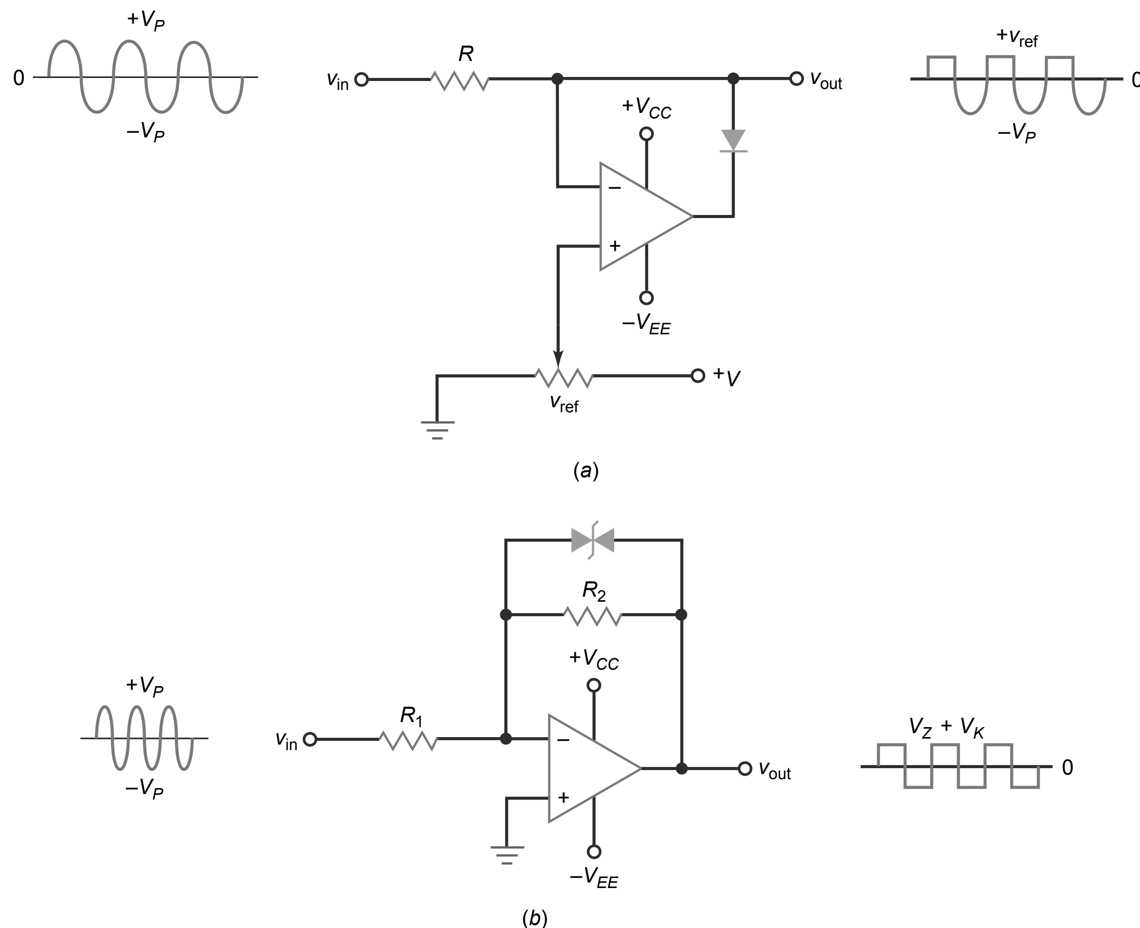
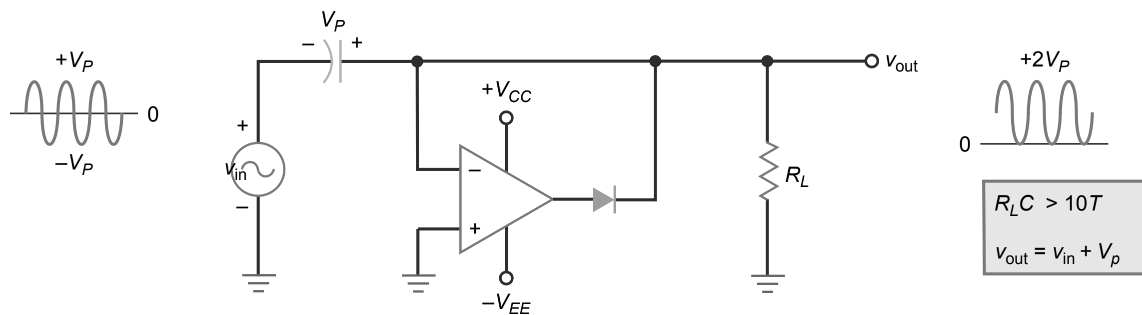


Figura 22.39 Fijador activo de nivel positivo.



La teoría de funcionamiento es la siguiente: el primer semiciclo de entrada negativo se acopla a través del condensador y produce una salida positiva en el amplificador operacional que pone al diodo en conducción. A causa de la tierra virtual, el condensador se car ga al valor de pico del seimiciclo de entrada negativo con la polaridad mostrada en la Figura 22.39. Justo por encima del valor de pico negativo de entrada, el diodo deja de conducir, el lazo se abre y se pierde la tierra virtual. En este caso, la tensión de salida es la suma de la tensión de entrada y la tensión del condensador, es decir:

$$v_{out} = v_{in} + V_p \tag{22.21}$$

Puesto que V_p se suma a una tensión de entrada sinusoidal, la forma de onda de salida final está desplazada en sentido positivo a un valor V_p, como se muestra en la Figura 22.39. La amplitud de la forma de onda que se obtiene varía entre 0 y $+2V_p$, lo que significa que tiene un valor de pico a pico de 2 V_p, que es el mismo que el de la entrada. De nuevo, la realimentación negativa reduce la tensión de codo en un factor de aproximadamente A_{VOL}, lo que implica que podemos construir excelentes circuitos fijadores para entradas de bajo nivel.

La Figura 22.39 muestra la salida del amplificador operacional. Durante la mayor parte del ciclo, el amplificador operacional opera en saturación negativa. Sin embargo, en el pico de entrada negativo, el amplificador operacional produce un impulso abrupto positivo que reemplaza a cualquier car ga perdida por el condensador fijador entre los picos de entrada negativos.

22.10 El diferenciador

Un **diferenciador** es un circuito que realiza una operación de cálculo conocida como *derivación*. Produce una tensión de salida proporcional a la variación instantánea de la tensión de entrada respecto del tiempo. Las aplicaciones comunes de un diferenciador son la detección de los flancos de subida y de bajada de un impulso rectangular o la generación de una salida rectangular a partir de un rampa de entrada.

Diferenciador *RC*

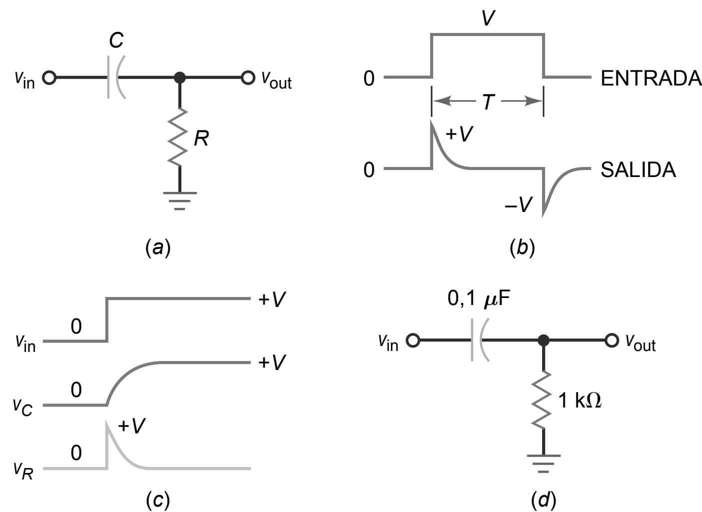
Un circuito *RC* como el mostrado en la Figura 22.40*a* puede emplearse para derivar la señal de entrada. La señal de entrada típica es un impulso rectangular, como se muestra en la Figura 22.40*b*. La salida del circuito es una serie de pico positivos y negativos. El pico positivo se produce en el mismo instante que el flanco de subida de la señal de entrada, y el pico negativo ocurre en el mismo instante que el flanco de bajada. Los picos como estos son señales útiles porque indican dónde empieza y termina la señal de entrada rectangular.

Para comprender cómo funciona el diferenciador *RC*, fíjese en la Figura 22.40*c*. Cuando la tensión de entrada cambia de 0 a $+V$, el condensador comienza a car garse exponencialmente, como se muestra. Después de cinco constantes de tiempo, la tensión del condensador está dentro del 1 por ciento de la tensión final. Para satisfacer la ley de la tensiones de Kirchhoff, la tensión en la resistencia de la Figura 22.40*a* tiene que ser:

$$v_R = v_{in} - v_C$$

Dado que inicialmente v_C es cero, la tensión de salida salta repentinamente de 0 a V y luego decrece exponenecialmente, como se muestra en la Figura 22.40*b*. Utilizando un argumento similar, el flanco de bajada de un impulso rectangular produce un pico negativo. Observe que cada pico de la Figura 22.40 *b* tiene un valor de pico de aproximadamente V, el tamaño del escalón de tensión.

Figura 22.40 (*a*) Diferenciador *RC*. (*b*) Una entrada rectangular produce pulsos abruptos de salida. (*c*) Formas de onda de carga. (*d*) Ejemplo.



Si un diferenciador *RC* tiene como finalidad generar pico estrechos, la constante de tiempo debería ser al menos 10 veces más pequeña que la anchura *T* del impulso:

$$RC < 10T$$

Si la anchura del impulso es de 1 ms, la constante de tiempo *RC* debería ser menor que 0,1 ms. La Figura 22.40*d* muestra un diferenciador *RC* con una constante de tiempo de 0,1 ms. Si excitamos este circuito con un impulso rectangular que tenga un período *T* mayor que 1 ms, la salida será una serie de picos positivos y negativos abruptos.

Diferenciador con amplificador operacional

La Figura 22.41*a* muestra un diferenciador con amplificador operacional. Observe la similitud con el circuito integrador con amplificador operacional. La diferencia está en que la resistencia y el condensador se han intercambiado. Gracias a la tierra virtual, la corriente del condensador circula a través de la resistencia de realimentación, produciendo una caída de tensión en esa resistencia. La corriente del condensador queda determinada mediante la siguiente relación fundamental:

$$i = C\frac{dv}{dt}$$

La magnitud *dv/dt* es igual a la pendiente de la tensión de entrada.

Una aplicación común del diferenciador construido con amplificador operacional es la de generar pulsos muy estrechos, como se muestra en la Figura 22.41*b*. La ventaja de un diferenciador con amplificador operacional sobre un diferenciador *RC* simple es que los abruptos pulsos proceden de una fuente de baja impedancia, lo que facilita excitar resistencias de carga típicas.

Figura 22.41 (*a*) Diferenciador con amplificador operacional. (*b*) La entrada rectangular produce picos abruptos de salida.

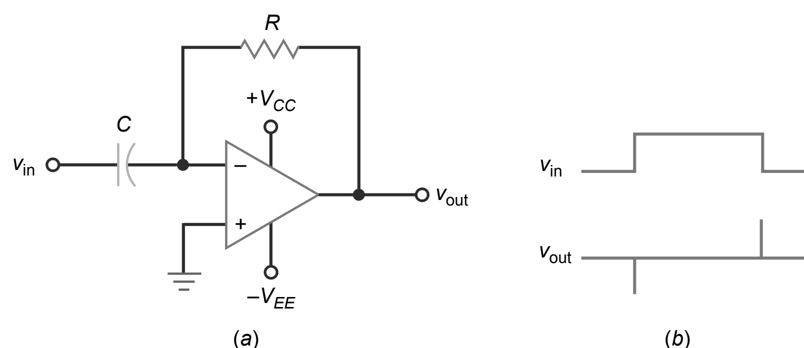
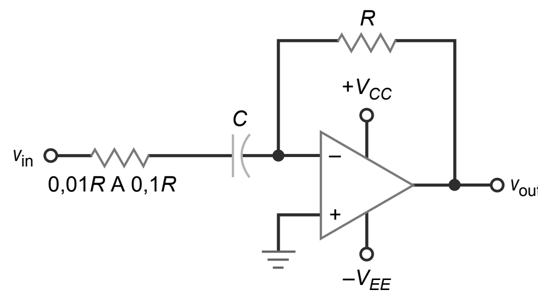


Figura 22.42 Resistencia añadida a la entrada para evitar oscilaciones.



Diferenciador práctico con amplificador operacional

El diferenciador construido con amplificador operacional de la Figura 22.41 *a* tiene tendencia a oscilar. Para evitarlo, normalmente, un diferenciador con amplificador operacional práctico incluye alguna resistencia en serie con el condensador, como se muestra en la Figura 22.42. Un valor típico para esta resistencia adicional suele estar comprendido entre 0,01*R* y 0,1*R*. Con esta resistencia, la ganancia de tensión en lazo cerrado se encuentra entre 10 y 100. El efecto es el de limitar la ganancia de tensión en lazo cerrado a altas frecuencias, que es donde sur gen los problemas de oscilación.

22.11 Amplificador de clase D

Los amplificadores de clase B o AB han sido la principal elección de muchos diseñadores para los amplificadores de audio. Esta configuración de amplificador lineal ha sido capazde proporcionar el funcionamiento que se necesita y de cumplir los requisitos de costes. Pero actualmente, productos como televisiones de LCD, de plasma y los PC de escritorio están detectando la necesidad de disponer de una mayor potencia de salida a la vez que precisan mantener o incluso reducir el factor de forma, sin aumentar los costes. Dispositivos portátiles, como los PDA, teléfonos móviles y computadoras portátiles están demandando mayores rendimientos en los circuitos. Debido a la muy alta eficiencia y a la baja disipación de calor, el amplificador de clase D ahora está desplazando al amplificador de clase AB en muchas aplicaciones. El amplificador de clase D es una aplicación práctica de muchos de los circuitos y dispositivos que hemos visto.

En lugar de polarizarse para funcionamiento en modo lineal, un **amplificador de clase D** utiliza los transistores de salida como conmutadores. Esto permite que cada transistor bien esté en corte o en saturación. Cuando está

Figura 22.43 Amplificador básico de clase D.

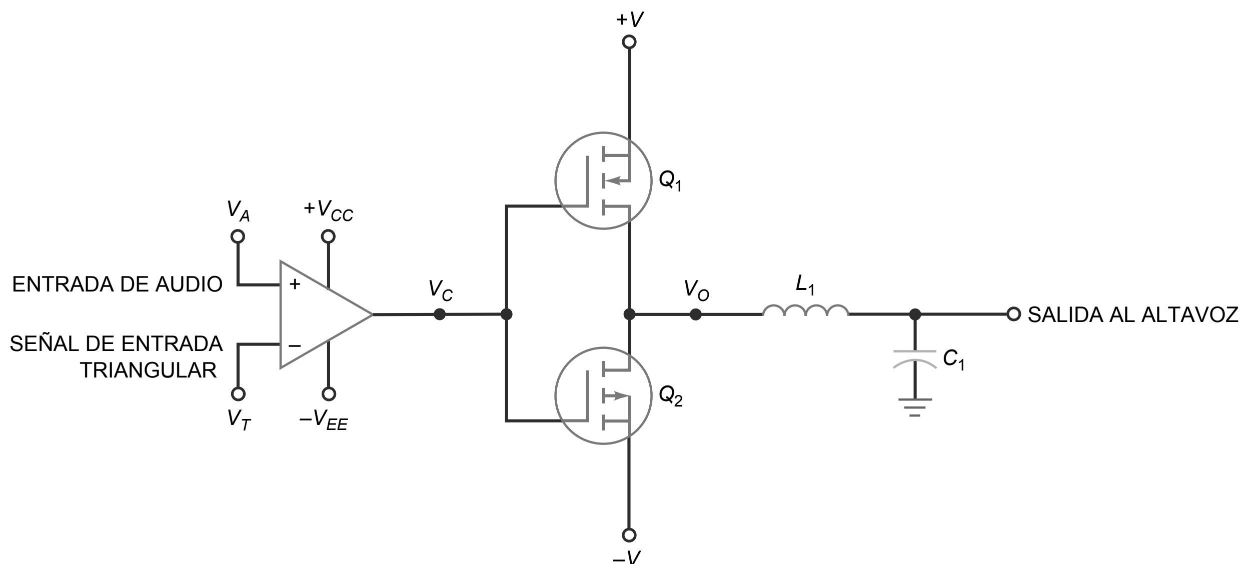
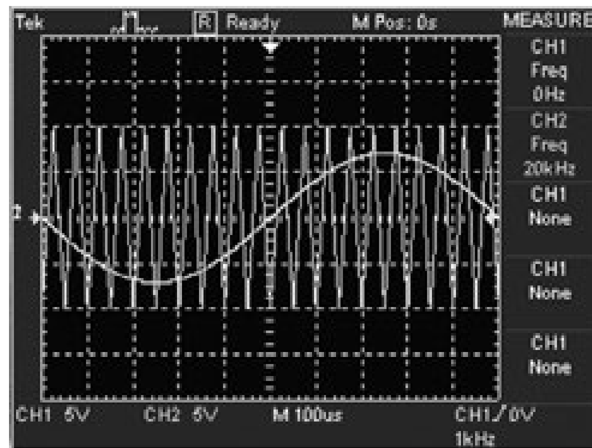


Figura 22.44 Formas de onda de entrada.



en corte, su corriente es cero. Cuando está saturado, la tensión en él es un nivel bajo. En cada modo, su disipación de potencia es muy baja. Este concepto aumenta el rendimiento del circuito, por tanto, requiere menor potencia de la fuente de alimentación y permite el uso de disipadores más pequeños en el amplificador.

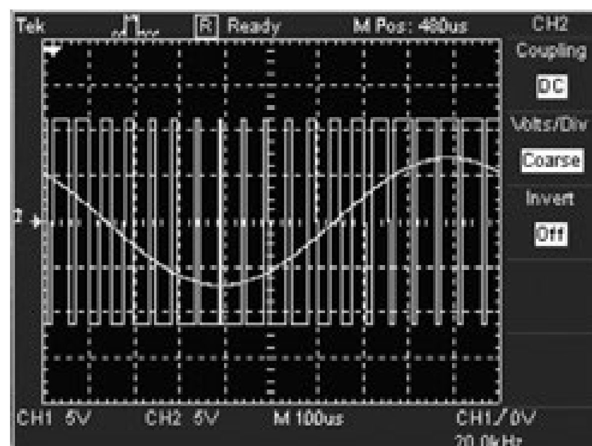
En la Figura 22.43 se muestra un amplificador básico de clase D. El amplificador consta de un comparador con amplificador operacional que excita a dos MOSFET que funcionan como conmutadores. El comparador tiene dos señales de entrada: en una entrada se aplica la señal de audio V_A, y en la otra entrada se aplica una onda triangular V_T de frecuencia mucho más alta. El valor de la tensión de salida del comparador, V_C, será aproximadamente $+V_{CC}$ o $-V_{EE}$. Cuando $V_A > V_T$, $V_C = +V_{CC}$. Cuando $V_A < V_T$, $V_C = -V_{EE}$.

La tensión de salida positiva o negativa del comparador excita a dos MOSFET en fuente común complementarios. Cuando V_C es positiva, Q_1 pasa a conducir y Q_2 se corta. Cuando V_C es negativa, Q_2 conduce y Q_1 se corta. La tensión de salida de cada transistor será ligeramente menor que los valores de alimentación +V y –V. L_1 y C_1 se comportan como un filtro paso bajo. Cuando sus valores se seleccionan apropiadamente, este filtro deja pasar el valor medio de la tensión de salida de los transistores de conmutación al altavoz. Si la señal de entrada de audio V_A fuera cero, V_O sería una onda cuadrada simétrica con un valor medio de cero voltios.

Para ilustrar el funcionamiento de este circuito, examine la Figura 22.44. Se aplica una onda sinusoidal de 1 kHz a la entrada en V_A, y una onda triangular de 20 kHz a la entrada V_T. En la práctica, la frecuencia de entrada de la señal triangular será mucho mayor que en este ejemplo. Se suele emplear una frecuencia de 250–300 kHz. La frecuencia debe ser tan alta como sea posible comparada con la frecuencia de corte, f_c, de L_1C_1 para obtener una distorsión de salida mínima. Observe también que la tensión máxima de V_A es aproximadamente el 70 por ciento de V_T.

La salida resultante V_O de los transistores de conmutación es una forma de onda **modulada por anchura de pulso** (PWM, *pulse-width-modulated*). El ciclo de trabajo de la forma de onda produce una salida cuyo valor medio sigue a la señal de entrada de audio. Esto se muestra en la Figura 22.45.

Figura 22.45 La forma de onda de salida sigue a la entrada.



Amplificadores de clase D más sofisticados utilizan una configuración de circuito en puente H MOSFET para los dispositivos de conmutación e incorpora filtros paso bajo activos. Los rendimientos resultantes pueden llegar hasta el 85–90 por ciento, incluso para niveles de potencia bajos. Este rendimiento es mayor que el del amplificador de clase AB, el cual alcanzaba un máximo teórico del 78 por ciento para niveles de salida altos y un rendimiento mucho menor para niveles de potencia bajos.

Una nueva generación de amplificadores de clase D integrados, como el NJU8755, amplifican señales de entrada analógicas y producen señales de salida digitales PWM, lo que proporciona un punto de conexión entre sistemas analógicos y digitales. El NJU8755, configurado como una carga estéreo en puente (BTL, *bridge-tied load*) y conectado a una señal de entrada analógica, es capaz de suministrar 1,2 W/canal a 5 V con una carga de 8 ohmios. Este tipo de circuito también enplea un modo de reposo diseñado para reducir el consumo de potencia a niveles mínimos durante los períodos de silencio.

Resumen

SEC. 22.1 COMPARADORES CON REFERENCIA CERO

Un comparador con una tensión de referencia de cero es un detector de cruce por cero. A menudo se emplean diodos fijadores para proteger al comparador frente a tensiones de entrada excesivamente grandes. Normalmente, los comparadores aplican sus salidas a circuitos digitales.

SEC. 22.2 COMPARADORES CON REFERENCIAS DISTINTAS DE CERO

En algunas aplicaciones puede ser preferible emplear una tensión de umbral diferente de cero. Los comparadores con una tensión de referencia distinta de cero algunas veces se denominan detectores de límite. Aunque los amplificadores operacionales pueden utilizarse como comparadores, los comparadores integrados se optimizan para esta aplicación eliminando el condensador de compensación interno, lo que hace que la velocidad de conmutación aumente.

SEC. 22.3 COMPARADORES CON HISTÉRESIS

El ruido es cualquier tipo de señal no deseada que no procede de la señal de entrada fundamental ni de sus armónicos. Dado que el ruido puede producir falsos cambios de estado en un comparador, se utiliza realimentación positiva para crear histéresis. De este modo, se impide que el ruido produzca falsos cambios de estado. La realimentación positiva también acelera la conmutación entre los estados de salida.

SEC. 22.4 COMPARADOR DE VENTANA

Un comparador de ventana, conocido también como detector de límite de doble terminal, detecta si la señal de entrada se encuentra entre dos límites dados. Para crear la ventana, el comparador de ventana utiliza dos comparadores con diferentes puntos de conmutación.

SEC. 22.5 EL INTEGRADOR

Un circuito integrador es útil para convertir impulsos rectangulares en rampas lineales. Debido a la enorme capacidad de Miller, sólo se utiliza la primera parte de una carga exponencial. Puesto que dicha parte es casi lineal, las rampas de salida son casi perfectas. Los integradores se emplean para crear las señales de la base de tiempos de los osciloscopios.

SEC. 22.6 CONVERSIÓN DE FORMAS DE ONDA

Podemos utilizar un trigger Schmitt para convertir una onda sinusoidal en una onda rectangular. Un integrador puede convertir una onda cuadrada en una onda triangular. Con una resistencia ajustable, podemos controlar el ciclo de trabajo con un detector de límite.

SEC. 22.7 GENERACIÓN DE FORMAS DE ONDA

Con realimentación positiva, podemos construir osciladores: circuitos que generan o crean una señal de salida sin disponer de ninguna señal de entrada externa. Un oscilador de relajación utiliza la carga de un condensador para generar una señal de salida. Conectando en cascada un oscilador de relajación y un integrador, podemos generar una forma de onda de salida triangular.

SEC. 22.8 OTROS GENERADORES DE ONDAS TRIANGULARES

La salida de un trigger Schmitt no inversor se puede utilizar para excitar a un integrador. Si la salida del integrador se emplea como entrada del trigger Schmitt, tendremos un oscilador que produce tanto ondas cuadradas como ondas triangulares.

SEC. 22.9 CIRCUITOS ACTIVOS CON DIODOS

Con amplificadores operacionales, podemos construir dispositivos activos como rectificadores de media onda, detectores de pico, limitadores y fijadores. En todos estos circuitos, la tensión de codo en lazo cerrado es igual a la tensión dividida entre la ganancia de tensión en lazo abierto. Por tanto, podemos procesar señales de nivel bajo.

SEC. 22.10 EL DIFERENCIADOR

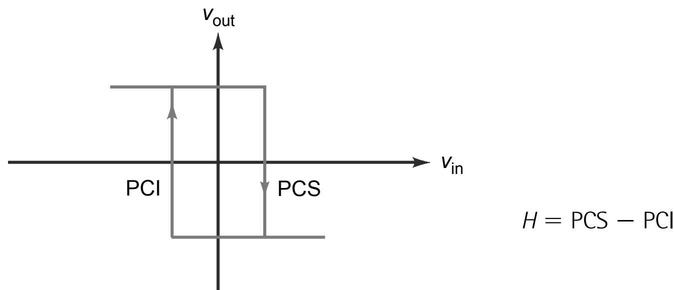
Cuando se aplica una onda cuadrada a un diferenciador *RC*, la salida es una serie de picos de tensión estrechos positivos y negativos. Con un amplificador operacional, podemos mejorar la diferenciación y obtener una impedancia de salida baja.

SEC. 22.11 AMPLIFICADOR DE CLASE D

El amplificador de clase D utiliza transistores de salida que funcionan como conmutadores. En lugar de funcionar en la región lineal, estos transistores entran alternativamente en corte y saturación gracias a la señal de salida de un circuito comparador. El amplificador de clase D es capaz de proporcionar rendimientos de circuito muy altos y cada vez es más popular en los equipos portátiles que precisan amplificación de audio.

Definiciones

(22.8) Histéresis:

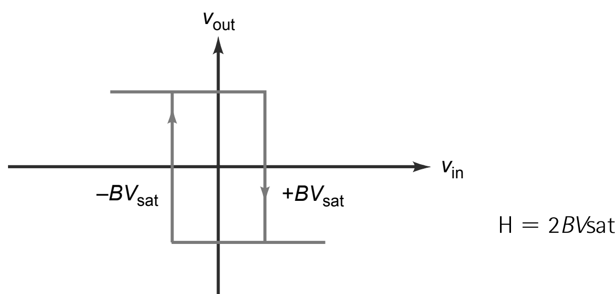


H = PCS − PCI

Derivaciones

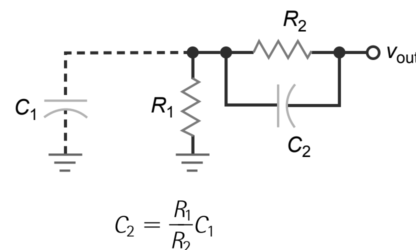
Para las derivaciones que no se incluyen aquí, consulte las figuras apropiadas del capítulo.

(22.9) Histéresis:



$H = 2BV_{sat}$

(22.12) Condensador de aceleración:



$$C_2 = \frac{R_1}{R_2}C_1$$

Cuestiones

1. **En un circuito lineal con amplificador operacional,**
   a. el amplificador operacional nunca se satura
   b. el lazo de realimentación nunca está abierto
   c. la forma de salida es la misma que la de entrada
   d. el amplificador operacional puede saturarse

2. **Para detectar si la entrada es mayor que un determinado valor, se utiliza un**
   a. comparador
   b. circuito fijador
   c. limitador
   d. oscilador de relajación

3. **La tensión continua de salida de un trigger Schmitt es**
   a. una tensión a nivel bajo
   b. una tensión a nivel alto
   c. una tensión a nivel bajo o a nivel alto
   d. una onda sinusoidal

4. **La histéresis impide los falsos cambios de estado asociados con**
   a. una entrada sinusoidal
   b. tensiones de ruido
   c. capacidades de fugas
   d. puntos de conmutación

5. **Si la entrada es un impulso rectangular, la salida de un integrador es**
   a. una onda sinusoidal
   b. una onda cuadrada
   c. una rampa
   d. un impulso rectangular

6. **Cuando se aplica una onda sinusoidal a un trigger Schmitt, la salida es**
   a. una onda rectangular
   b. una onda triangular
   c. una onda sinusoidal rectificada
   d. una serie de rampas

7. **Si la anchura del impulso disminuye y el período no varía, el ciclo de trabajo**
   a. disminuye
   b. no varía
   c. aumenta
   d. es igual a cero

8. **La salida de un oscilador de relajación es**
   a. una onda sinusoidal
   b. una onda cuadrada
   c. una rampa
   d. un pico de tensión

9. **Si A_{VOL} = 100.000, la tensión de codo en lazo cerrado de un diodo de silicio es**
   a. 1 μV

b. 3,5 μV
c. 7 μV
d. 14 μV

10. La entrada a un detector de pico es una onda triangular con un valor de pico a pico de 8 V y un valor medio de 0. La salida es
a. 0
b. 4 V
c. 8 V
d. 16 V

11. La entrada a un limitador positivo es una onda triangular con un valor de pico a pico de 8 V y un valor medio de 0. Si el nivel de referencia es de 2 V, la salida tendrá un valor de pico a pico de
a. 0
b. 2 V
c. 6 V
d. 8 V

12. La constante de tiempo de descarga de un detector de pico es 100 ms, luego la frecuencia más baja que debe emplearse es
a. 10 Hz
b. 100 Hz
c. 1 kHz
d. 10 kHz

13. Un comparador con un punto de conmutación de cero a veces se denomina
a. detector de umbral
b. detector de cruce por cero
c. detector de límite positivo
d. detector de media onda

14. Para funcionar apropiadamente, muchos comparadores integrados necesitan
a. un condensador de compensación externo
b. una resistencia de *pull-up* externa
c. un circuito de desacoplo externo
d. una etapa de salida externa

15. Un trigger Schmitt utiliza
a. realimentación positiva
b. realimentación negativa
c. condensadores de compensación
d. resistencias de *pull-up*

16. Un trigger Schmitt
a. es un detector de cruce por cero
b. tiene dos puntos de conmutación
c. produce ondas de salida triangulares
d. está diseñado para activarse con una tensión de ruido

17. Un oscilador de relajación depende de la carga de un condensador a través de
a. una resistencia
b. una bobina
c. un condensador
d. una entrada no inversora

18. Una rampa de tensión
a. siempre aumenta
b. es un impulso rectangular
c. aumenta o disminuye linealmente
d. se produce por histéresis

19. El integrador con amplificador operacional utiliza
a. bobinas
b. el efecto Miller
c. entradas sinusoidales
d. histéresis

20. El punto de conmutación de un comparador es la tensión de entrada que
a. hace que el circuito oscile
b. hace que se detecte el pico de la señal de entrada
c. hace que la salida conmute entre sus dos estados
d. da lugar al recorte

21. En un integrador con amplificador operacional, la corriente a través de la resistencia de entrada fluye por
a. la entrada inversora
b. la entrada no inversora
c. el condensador de desacoplo
d. el condensador de realimentación

22. Un rectificador de media onda activo tiene una tensión de codo
a. V_K
b. de 0,7 V
c. mayor que 0,7 V
d. mucho menor que 0,7 V

23. En un detector de pico activo, la constante de tiempo de descarga es
a. mucho mayor que el período
b. mucho menor que el período
c. igual que el período
d. igual que la constante de tiempo de carga

24. Si la tensión de referencia es cero, la salida de un limitador positivo activo es
a. positiva
b. negativa
c. positiva o negativa
d. una rampa

25. La salida un fijador de nivel positivo activo es
a. positiva
b. negativa
c. positiva o negativa
d. una rampa

26. El fijador de nivel positivo suma
a. una tensión continua positiva a la entrada
b. una tensión continua negativa a la entrada
c. un señal alterna a la salida
d. un punto de conmutación

27. Un comparador de ventana
a. sólo tiene un umbral útil
b. usa histéresis para acelerar la respuesta
c. fija la entrada positivamente
d. detecta una tensión de entrada entre dos límites

28. Un circuito diferenciador RC produce una tensión de salida relacionada con la variación instantánea de
a. la corriente de entrada
b. la tensión de entrada
c. la resistencia de entrada
d. la frecuencia de entrada

29. Un diferenciador con amplificador operacional se utiliza para producir
a. ondas cuadradas de salida
b. ondas sinusoidales de salida
c. picos de tensión de salida
d. niveles de continua de salida

30. Los amplificadores de clase D son muy eficientes porque
a. los transistores de salida se cortan o saturan
b. no requieren una fuente de tensión continua
c. utilizan etapas sintonizadas de RF
d. conducen durante los 360° de la tensión de entrada

Problemas

SEC. 22.1 COMPARADORES CON REFERENCIA CERO

22.1 En la Figura 22.1*a*, el comparador tiene una ganancia de tensión en lazo abierto de 106 dB. ¿Cuál es la tensión de entrada que produce la saturación positiva si las tensiones de alimentación son ±20 V?

22.2 Si la tensión de entrada es 50 V en la Figura 22.2*a*, ¿cuál es la corriente de aproximación a través del diodo fijador de la izquierda si $R = 10$ kΩ?

22.3 En la Figura 22.7*a*, cada uno de los diodos zener es un 1N4736A. Si las tensiones de alimentación son ±15 V, ¿cuál es la tensión de salida?

22.4 La alimentación doble de la Figura 22.7*b* se reduce a ±12 V, y el diodo se invierte. ¿Cuál es la tensión de salida?

22.5 Si el diodo de la Figura 22.9 se invierte y las tensiones de alimentación se cambian a ±9 V, ¿cuál es la salida cuando la señal de validación está a nivel alto? ¿Y cuando está nivel bajo?

SEC. 22.2 COMPARADORES CON REFERENCIAS DISTINTAS DE CERO

22.6 En la Figura 22.11*a*, la tensión de alimentación doble es de ±15 V. Si $R_1 = 47$ Ω y $R_2 = 12$ kΩ, ¿cuál es la tensión de referencia? si la capacidad de desacoplo tiene un valor de 0,5 μF, ¿cuál es la frecuencia de corte?

22.7 En la Figura 22.11*c*, la tensión de alimentación doble es ±12 V. Si $R_1 = 15$ kΩ y $R_2 = 7{,}5$ kΩ, ¿Cuál es la tensión de referencia? Si la capacidad de desacoplo es de 1,0 μF, ¿cuál es la tensión de frecuencia?

22.8 En la Figura 22.12, $V_{CC} = 9$ V, $R_1 = 22$ kΩ y $R_2 = 4{,}7$ kΩ. ¿Cuál es el ciclo de trabajo de salida si la entrada es una onda sinusoidal con un valor de pico de 7,5 V?

22.9 En la Figura 22.46, ¿cuál es el ciclo de trabajo de salida si la entrada es una onda sinusoidal con un valor de pico de 5 V?

SEC. 22.3 COMPARADORES CON HISTÉRESIS

22.10 En la Figura 22.18*a*, $R_1 = 2{,}2$ kΩ y $R_2 = 18$ kΩ. Si $V_{sat} = 14$ V, ¿cuáles son los puntos de conmutación? ¿Cuál es la histéresis?

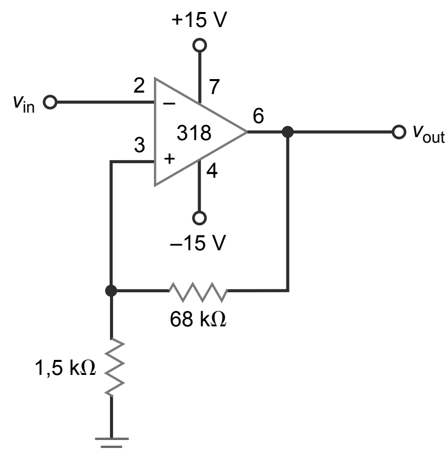
22.11 Si $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 20$ kΩ y $V_{sat} = 15$ V, ¿cuál es el ruido máximo de pico a pico que puede soportar el circuito de la Figura 22.19*a* sin producir falsos cambios de estado?

22.12 El trigger Schmitt de la Figura 22.20 tiene $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 = 18$ kΩ. Si la capacidad parásita en R_1 es 3,0 pF, ¿cuál será el valor del condensador de aceleración?

22.13 Si $V_{sat} = 13{,}5$ V en la Figura 22.47, ¿cuáles son los puntos de conmutación y de histéresis?

22.14 ¿Cuáles son los puntos de conmutación y la histéresis si $V_{sat} = 14$ V en el circuito de la Figura 22.48?

Figura 22.47



SEC. 22.4 COMPARADOR DE VENTANA

22.15 En la Figura 22.22*a*, los puntos PCS y PCI se cambian a +3,5 V y +4,75 V. Si $V_{sat} = 12$ V y la entrada es una onda sinusoidal con un valor de pico de 10 V, ¿cuál es la forma de onda de la tensión de salida?

22.16 En la Figura 22.23*a*, la resistencia 2*R* se cambia a 4*R*, y la resistencia 3*R* se cambia a 6*R*. ¿Cuáles son las nuevas tensiones de referencia?

SEC. 22.5 EL INTEGRADOR

22.17 ¿Cuál es la corriente de carga del condensador de la Figura 22.49 cuando el impulso de entrada es un nivel alto?

Figura 22.46

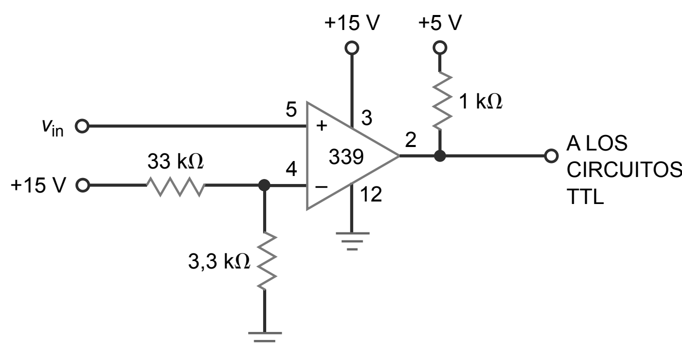
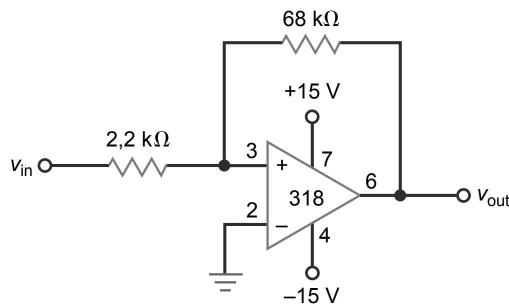


Figura 22.48



22.18 En la Figura 22.49, la tensión de salida se resetea justo antes de que se inicie el impulso. ¿Cuál será la tensión de salida al final el impulso?

22.19 La tensión de entrada cambia de 5 a 0,1 V en el circuito de la Figura 22.49. La capacidad de la Figura 22.49 se cambia a cada uno de estos valores: 0,1; 1, 10 y 100 μF. Se hace un reset al principio del impulso. ¿Cuál es la tensión de salida al final del impulso para cada una de las diferentes capacidades?

SEC. 22.6 CONVERSIÓN DE FORMAS DE ONDA

22.20 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 22.50?

22.21 Si la capacidad se cambia a 0,068 μF en el circuito de la Figura 22.50, ¿cuál será la tensión de salida?

22.22 En la Figura 22.50, ¿qué ocurre con la tensión de salida si la frecuencia cambia a 5 kHz? ¿Y si cambia a 20 kHz?

22.23 ¿Cuál es el ciclo de trabajo en la Figura 22.51 cuando el cursor se encuentra en el extremo superior? ¿Y cuando se coloca en el extremo inferior?

22.24 ¿Cuál es el ciclo de trabajo en la Figura 22.51 cuando el cursor se encuentra a mitad delcamino del extremo superior?

SEC. 22.7 GENERACIÓN DE FORMAS DE ONDA

22.25 ¿Cuál es la frecuencia de la señal de salida en la Figura 22.52?

22.26 Si en el circuito de la Figura 22.52 se duplica el valor de todas las resistencias, ¿qué ocurre con la frecuencia?

22.27 El valor del condensador del circuito de la Figura 22.52 se cambia a 0,47 μF. ¿Cuál será la nueva frecuencia?

Figura 22.49

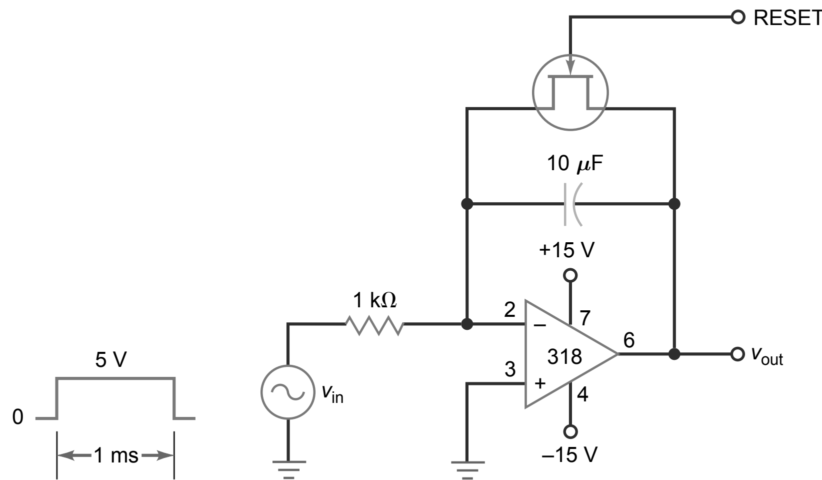


Figura 22.50

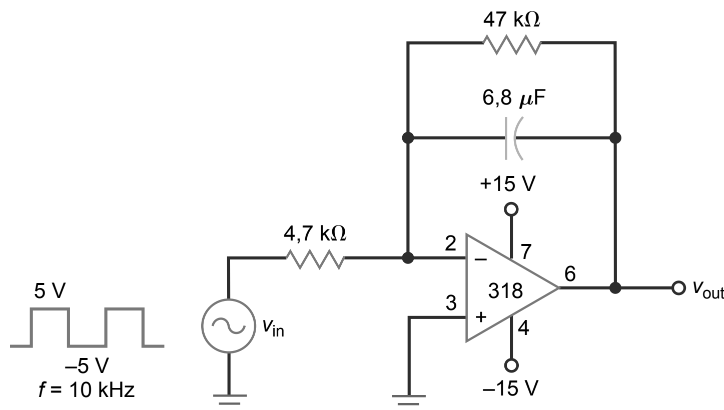


Figura 22.51

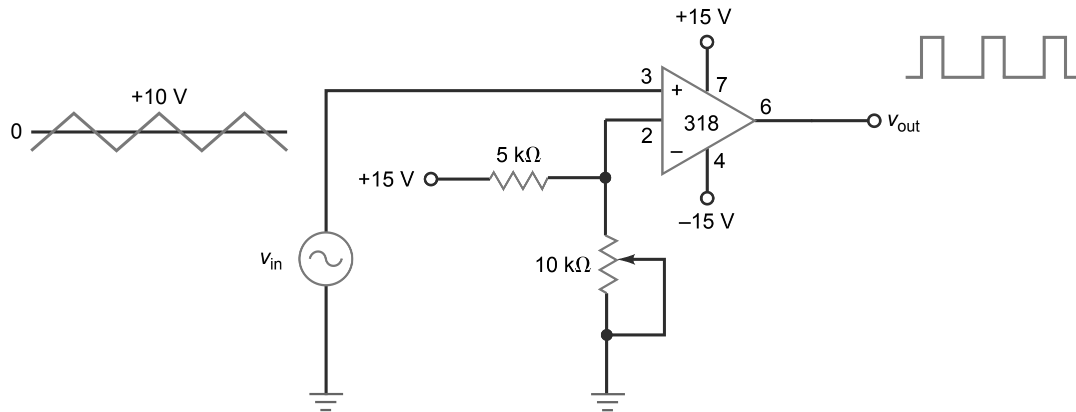
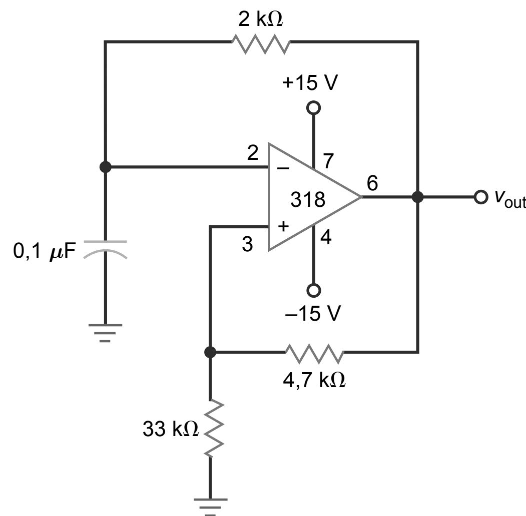


Figura 22.52



SEC. 22.8 OTROS GENERADORES DE ONDAS TRIANGULARES

22.28 En el circuito de la Figura 22.35*a*, R_1 = 2,2 kΩ y R_2 = 22 kΩ. Si V_{sat} = 12 V, determinar los puntos de conmutación del trigger y la histéresis.

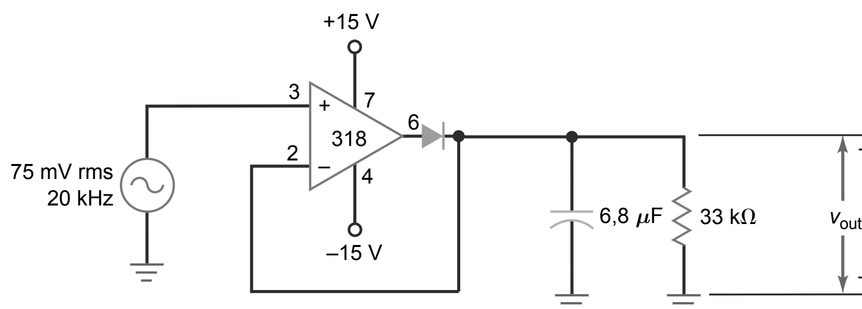
22.29 En el circuito de la Figura 22.35*a*, R_3 = 2,2 kΩ, R_4 = 22 kΩ y C = 4,7 μF. Si la salida del trigger Schmitt es una onda cuadrada con un valor de pico a pico de 28 V y una frecuencia de 5 kHz, ¿cuál es el valor de pico a pico de la onda triangular de salida del generador?

SEC. 22.9 CIRCUITOS ACTIVOS CON DIODOS

22.30 En la Figura 22.36, la onda sinusoidal de entrada tiene un pico de 100 mV. ¿Cuál es la tensión de salida?

22.31 ¿Cuál es la tensión de salida en el circuito de la Figura 22.53?

Figura 22.53



22.32 ¿Cuál es la frecuencia más baja recomendada en el circuito de la Figura 22.53?

22.33 Suponga que se invierte el diodo de la Figura 22.53. ¿Cuál es la tensión de salida?

22.34 La tensión de entrada de la Figura 22.53 se cambia de 75 mV rms a 150 mV pp. ¿Cuál será la tensión de salida?

22.35 Si la tensión de pico de entrada es 100 mV en el circuito de la Figura 22.39, ¿cuál es la tensión de salida?

22.36 Un circuito fijador de nivel positivo como el de la Figura 22.39 tiene los siguientes valores de circuito: $R_L = 10$ kΩ y $C = 4{,}7$ μF. ¿Cuál es la frecuencia más baja recomendada para este circuito fijador?

SEC. 22.10 EL DIFERENCIADOR

22.37 En la Figura 22.40, la tensión de entrada es una onda cuadrada con una frecuencia de 10 kHz. ¿Cuántos picos positivos y negativos produce el diferenciador en 1 s?

22.38 En la Figura 22.41, la tensión de entrada es una onda cuadrada con una frecuencia de 1 kHz. ¿Cuánto tiempo transcurre entre un pico de salida positivo y otro negativo?

Pensamiento crítico

22.39 Sugiera uno o más cambios en el circuito de la Figura 22.46 para obtener una referencia de tensión de 1 V.

22.40 La capacidad parásita en la salida del circuito de la Figura 22.46 es igual a 50 pF. ¿Cuál es el tiempo de subida de la forma de onda de salida cuando se conmuta del nivel bajo al nivel alto?

22.41 Se conecta un condensador de desacoplo de 47 μF en paralelo con la resistencia de 3,3 kΩ del circuito de la Figura 22.46. ¿Cuál es la frecuencia de corte del circuito de desacoplo? Si el rizado de la tensión de alimentación es igual a 1 V rms, ¿cuál es el rizado aproximado en la entrada inversora?

22.42 ¿Cuál es la corriente media que circula por la resistencia de 1 kΩ del circuito de la Figura 22.14*a* si la entrada es una onda sinusoidal con un valor de pico de 5 V? Suponga los siguientes valores de circuito: $R_1 = 33$ kΩ y $R_2 = 3{,}3$ kΩ.

22.43 Las resistencias del circuito de la Figura 22.47 tienen una tolerancia del ±5 por ciento. ¿Cuál es la histéresis mínima?

22.44 En la Figura 22.23*a*, los puntos PCI y PCS se cambian a +3,5 V y +4,75 V. Si $V_{sat} = 12$ V y la entrada es una onda sinusoidal con un valor de pico de 10 V, ¿cuál es el ciclo de trabajo de salida?

22.45 Con el circuito de la Figura 22.49 podemos generar tensiones de salida en rampa que oscilan entre 0 y +10 V en 0,1; 1 y 10 ms. ¿Qué cambios podemos realizar en el circuito para conseguir esto? (son posibles muchas respuestas).

22.46 Queremos que la frecuencia de salida de la Figura 22.52 sea 20 kHz. Sugiera algunos cambios que permitan conseguir esto.

22.47 La tensión de ruido en la entrada del circuito de la Figura 22.48 puede ser tan grande como 1 V pp. Sugiera uno o más cambios que hagan que el circuito sea inmune a una tensión de ruido.

22.48 La compañía XYZ fabrica en serie osciladores de relajación. La tensión de salida tiene que ser al menos igual a 10 V pp. Sugiera algunas formas para comprobar la salida de cada unidad para ver si como mínimo es igual a 10 V pp. Existen muchas posibles respuestas, por lo que debe proporcionar varias. Puede utilizar cualquier dispositivo o circuito de este capítulo o de capítulos anteriores.

22.49 ¿Cómo puede construirse un circuito que encienda luces cuando oscurezca y que las apague cuando de nuevo sea de día? Utilice circuitos de este capítulo o de capítulos anteriores para dar tantas respuestas como se le ocurran.

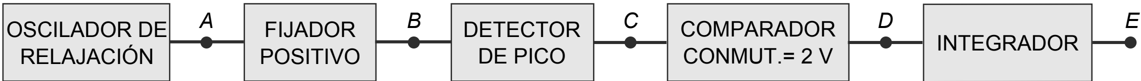
22.50 Tiene algunos equipos electrónicos que funcionan mal cuando la tensión de la red es demasiado baja. Sugiera una o más formas para configurar una alarma sonora cuando la tensión de la red sea menor que 105 V rms.

22.51 Las ondas de radar viajan a 186.000 millas/s. Un transmisor colocado en la tierra envía una onda de radar a la Luna y un eco de esta onda de radar vuelve a la Tierra. En la Figura 22.49, la resistencia de 1 kΩ se cambia por una de 1 MΩ. El impulso rectangular de entrada comienza en el instante en que se envía la onda de radar a la Luna, y el pulso termina en el instante en que la onda de radar retorna a la Tierra. Si la rampa de salida ha disminuido desde 0 hasta una tensión final de −1,23 V, ¿a qué distancia se encuentra la Luna?

Detección de averías

Utilice la Figura 22.54 para los problemas restantes. Cada uno de los puntos de prueba, *A* hasta *E*, mostrará una imagen en el osciloscopio. Basándose en sus conocimientos sobre los circuitos y las formas de onda, localice el bloque más sospechoso para hacer más pruebas posteriormente. Familiarícese con el funcionamiento normal utilizando las medidas correctas (OK). Cuando esté preparado para localizar las posibles averías, realice los siguientes problemas.

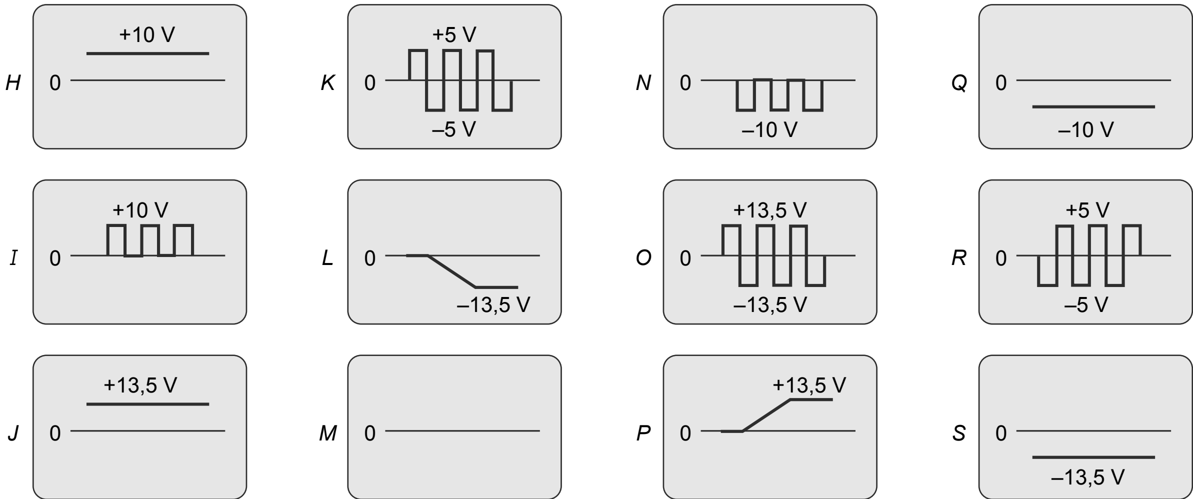
Figura 22.54



Detección de averías

Avería	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E
OK	K	I	H	J	L
*T*1	K	N	M	S	P
*T*2	K	I	H	J	O
*T*3	M	M	M	S	P
*T*4	R	I	M	S	P
*T*5	K	M	M	S	P
*T*6	K	I	H	S	P
*T*7	K	I	H	J	J
*T*8	K	I	Q	S	P
*T*9	R	I	H	J	S
*T*10	K	I	H	M	M

FORMAS DE ONDA



22.52 Localice las averías 1 y 2.

22.53 Localice las averías 3 hasta 5.

22.54 Localice las averías 6 y 7.

22.55 Localice las averías 8 hasta 10.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un detector de cruce por cero y describa su teoría de funcionamiento.
2. ¿Cómo puede impedir que una señal de ruido de entrada produzca falsos cambios de estado en un comparador? Dibuje un esquemático y algunas formas de onda para ilustrar su exposición.
3. Explique cómo funciona un integrador dibujando un esquemático y algunas formas de onda.
4. Va a fabricar en serie un circuito que se supone que produce una tensión continua de salida entre 3 y 4 V. ¿Qué tipo de comparador utilizaría? ¿Cómo conectaría un diodo LED verde y otro rojo en la salida del comparador para indicar si pasa o falla?
5. ¿Qué significa el término *salida limitada*? ¿Cómo podemos llevar a cabo esta tarea de una forma simple?
6. ¿En qué se diferencia un trigger Schmitt de un detector de cruce por cero?
7. ¿Cómo podemos proteger la entrada de un comparador de tensiones de entrada excesivamente grandes?
8. ¿En qué se diferencia un comparador integrado de un amplificador operacional típico?
9. Si un impulso rectangular excita a un integrador, ¿qué clase de salida podemos esperar?
10. ¿Qué efecto tiene un circuito activo de diodos sobre la tensión de codo?
11. ¿Cuál es la función de un oscilador de relajación? Explique la idea general acerca de su funcionamiento.
12. Si un impulso rectangular excita a un diferenciador, ¿qué clase de salida podemos esperar?

Respuestas al autotest

1. d
2. a
3. c
4. b
5. c
6. a
7. a
8. b
9. c
10. b
11. c
12. b
13. b
14. b
15. a
16. b
17. a
18. c
19. b
20. c
21. d
22. d
23. a
24. b
25. a
26. a
27. d
28. b
29. c
30. a

Respuestas a los problemas prácticos

22.4 V_{ref} = 7,5 V; f_C = 0,508 Hz

22.6 B = 0,0435;
PCS = 0,587 V;
PCI = −0,587 V;
H = 1,17 V

22.7 V = 0,800 V;
constante de tiempo = 1000 seg.

22.8 C = 2,5 μF

22.9 W = 83.3 μS; D = 0,167

22.10 T = 479 μS; f = 2,1 kHz

22.11 $V_{out(pp)}$ = 32,3 mVpp

22.12 $V_{out(pp)}$ = 0,52 V; f = 2,5 kHz

Capítulo 23

Osciladores

A frecuencias inferiores a 1 MHz, podemos utilizar osciladores *RC* para generar ondas sinusoidales casi perfectas. Estos osciladores de bajas frecuencias utilizan amplificadores operacionales y circuitos resonantes *RC* para determinar la frecuencia de oscilación. Por encima de 1 MHz, se utilizan osciladores *LC*. Estos osciladores de alta frecuencia utilizan transistores y circuitos resonantes *LC*. Este capítulo también se ocupa de un popular chip, el temporizador 555, el cual se emplea en muchas aplicaciones para generar retardos de tiempo, osciladores controlados por tensión y señales de salida moduladas. El capítulo también aborda un importante circuito de comunicaciones, el PLL (*phase-locked loop*, bucle de enganche de fase) y concluye con el popular generador de funciones integrado XR-2206.

Objetivos

Después de estudiar el capítulo, deberá ser capaz de:

- Explicar cómo se relacionan en los osciladores sinusoidales la fase y la ganancia de lazo.
- Describir el funcionamiento de varios osciladores sinusoidales *RC*.
- Describir el funcionamiento de varios osciladores sinusoidales *LC*.
- Explicar cómo funcionan los osciladores controlados por cristal.
- Describir el temporizador integrado 555, sus modos de operación y cómo se utiliza como oscilador.
- Explicar el funcionamiento de los PLL (*phase-locked loop*).
- Describir el funcionamiento del generador de funciones integrado XR-2206.

Contenido del capítulo

Vocabulario

aestable
capacidad del encapsulado
circuito de retardo-adelanto
convertidor de tensión-frecuencia
detector de fase
efecto piezoeléctrico
filtro de hendidura
frecuencia de resonancia f_r
frecuencia fundamental
FSK (*frequency-shift keying*)
logaritmo natural
modulación de frecuencia (FM)
modulación por anchura de impulso (PWM)
modulación por posición de impulso (PPM)
monoestable
multivibrador
multivibrador biestable
oscilador Armstrong
oscilador Clapp
oscilador Colpitts
oscilador controlado por tensión
oscilador de cristal de cuarzo
oscilador de cristal Pierce
oscilador de desplazamiento de fase
oscilador en doble T
oscilador en puente de Wien
oscilador Hartley
PLL (*phase-locked loop*)
portadora
rango de captura
rango de enganche
señal moduladora
VCO (*voltage-controlled oscillator*)

23.1 Teoría de las oscilaciones sinusoidales

Para construir un oscilador sinusoidal tenemos que utilizar un amplificador con realimentación positiva. La idea consiste en emplear la señal de realimentación en lugar de la señal de entrada. Si la señal de realimentación es lo suficientemente grande y tiene la fase correcta, tendremos una señal de salida incluso aunque no exista una señal de entrada externa.

INFORMACIÓN ÚTIL

En la mayoría de los osciladores, la tensión de realimentación es una fracción de la tensión de salida. Cuando éste es el caso, la ganancia de tensión A_v tiene que ser lo suficientemente grande para garantizar que $A_vB = 1$. En otras palabras, la ganancia de tensión tiene que ser como mínimo lo suficientemente grande para superar las pérdidas de la red de realimentación. Sin embargo, si se utiliza un seguidor de emisor como amplificador, la red de realimentación debe proporcionar una cierta ganancia para asegurar que $A_vB = 1$. Por ejemplo, si la ganancia de tensión A_v de un seguidor de emisor es igual a 0,9, entonces B tiene que ser igual a 1/0,9; es decir, 1,11. Los circuitos de comunicaciones de RF emplean en ocasiones osciladores que contienen un seguidor de emisor como amplificador.

Fase y ganancia de lazo

La Figura 23.1*a* muestra una fuente de tensión alterna que excita los terminales de entrada de un amplificador. La tensión de salida amplificada es:

$$v_{out} = A_v(v_{in})$$

Esta tensión excita a un circuito de realimentación que, normalmente, es un circuito resonante. A causa de esto, obtenemos la realimentación máxima para una determinada frecuencia. En la Figura 23.1 *a*, la tensión de realimentación que vuelve al punto *x* está determinada por:

$$v_f = A_vB(v_{in})$$

donde B es la fracción de realimentación.

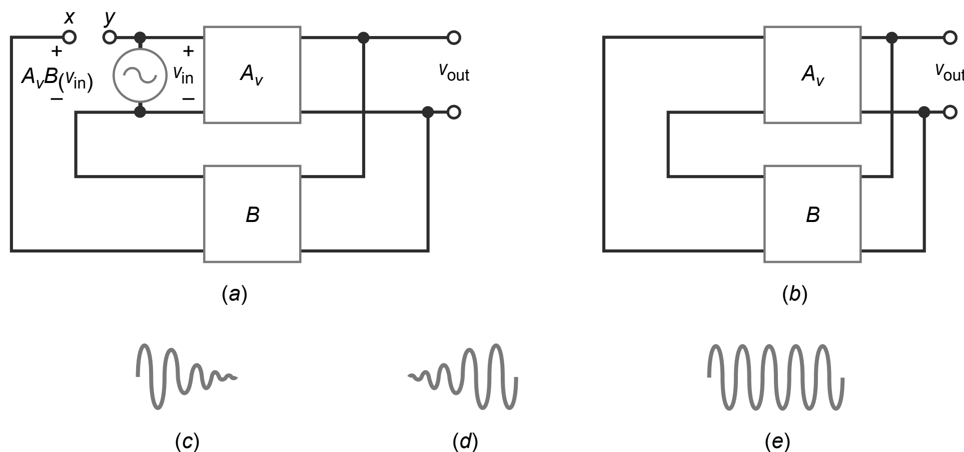
Si el desplazamiento de fase a través del amplificador y del circuito de realimentación es equivalente a 0°, $A_vB(v_{in})$ está en fase con v_{in}.

Suponga que conectamos el punto *x* al punto *y*, y que simultáneamente eliminamos la tensión de fuente v_{in}. Entonces la tensión de realimentación $A_vB(v_{in})$ excita la entrada del amplificador, como se ve en la Figura 23.1*b*.

¿Qué sucede con la tensión de salida? Si A_vB es menor que 1, $A_vB(v_{in})$ es menor que v_{in} y la señal de salida se desvanece, como se muestra en la Figura 23.1*c*. Sin embargo, si A_vB es mayor que 1, $A_vB(v_{in})$ es mayor que v_{in} y la tensión de salida aumenta (Figura 23.1 *d*). Si A_vB es igual a 1, entonces $A_vB(v_{in})$ es igual a v_{in} y la tensión de salida es una onda sinusoidal constante como la mostrada en la Figura 23.1 *e*. En este caso, el circuito suministra su propia señal de entrada.

En cualquier oscilador, la ganancia de lazo A_vB es mayor que 1 cuando se conecta por primera vez la alimentación. Se aplica una pequeña tensión inicial a los terminales de entrada y se obtiene la tensión de salida como se ilustra en la Figura 23.1*d*. Una vez que la tensión de salida alcanza un determinado nivel, A_vB disminuye automáticamente a 1, y la salida de pico a pico se hace constante (Figura 23.1*e*).

Figura 23.1 (*a*) La tensión de realimentación vuelve al punto *x*. (*b*) Conexión de los puntos *x* e *y*. (*c*) Las oscilaciones se desvanecen. (*d*) Las oscilaciones aumentan. (*e*) Las oscilaciones fijan su amplitud.



La tensión de arranque es ruido térmico

¿De dónde procede la tensión de arranque? Como se ha visto en el Capítulo 22, todas las resistencias contienen electrones libres. Debido a la temperatura ambiente, estos electrones libres se mueven aleatoriamente en distintas direcciones y generan una tensión de ruido en la resistencia. El movimiento es tan aleatorio que contiene frecuencias hasta aproximadamente los 1000 GHz. Puede entonces pensar en cada resistencia como en una pequeña fuente de tensión alterna que genera señales de todas las frecuencias.

Veamos lo que ocurre en el circuito de la Figura 23.1*b*: cuando conectamos por primera vez la alimentación, las únicas señales que hay en el sistema son las tensiones de ruido generadas por las resistencias. Estas tensiones de ruido se amplifican y aparecen en los terminales de salida. El ruido amplificado, que contiene todas las frecuencias, excita al circuito de realimentación. Por diseño, podemos hacer que la ganancia de lazo sea mayor que 1 y que el desplazamiento de fase de lazo sea igual a 0° a la frecuencia de resonancia. Por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia, el desplazamiento de fase es diferente de 0°. Como resultado, las oscilaciones aumentarán sólo a la frecuencia de resonancia del circuito de realimentación.

A_vB disminuye hasta la unidad

Existen dos formas mediante las que se puede conseguir que A_vB disminuya a 1. Bien puede disminuirse A_v o bien puede disminuirse B. En algunos osciladores, la señal puede aumentar hasta que se produce el recorte debido a la saturación o al corte. Esto es equivalente a reducir la ganancia de tensión A_v. En otros osciladores, la señal aumenta y hace que B disminuya antes de que se produzca el recorte. En cualquier caso, el producto A_vB disminuye hasta ser igual a 1.

He aquí las ideas que hay detrás de cualquier oscilador de realimentación:

1. Inicialmente, la ganancia de lazo A_vB es mayor que 1 a la frecuencia en la que el desplazamiento de fase de lazo es 0°.
2. Después de que se ha alcanzado el nivel de salida deseado, A_vB debe disminuir a 1 reduciendo bien A_v o B.

23.2 El oscilador en puente de Wien

El **oscilador en puente de Wien** es el oscilador estándar para frecuencias bajas a moderadas, en el rango de 5 Hz hasta aproximadamente 1 MHz. Este oscilador se emplea casi siempre en generadores de audio comerciales y normalmente es el preferido para otras aplicaciones de baja frecuencia.

Circuito de retardo

La ganancia de tensión del circuito de desacoplo de la Figura 23.2*a* es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

y el ángulo de fase es:

$$\phi = -\arctan \frac{R}{X_C}$$

donde ϕ es el ángulo de fase entre la salida y la entrada.

Fíjese en el signo menos de esta ecuación para el ángulo de fase. Esto significa que la tensión de salida está retrasada respecto de la tensión de entrada, como se muestra en la Figura 23.2*b*. Por esta razón, un circuito de

Figura 23.2 (*a*) Condensador de desacoplo. (*b*) Diagrama de fasores.

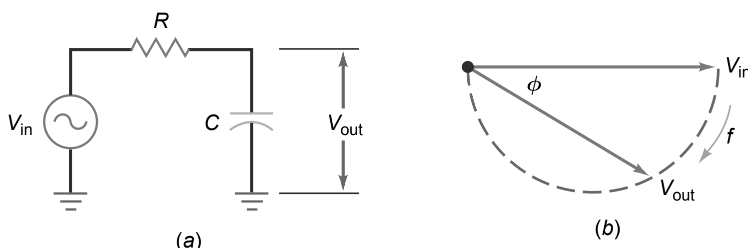
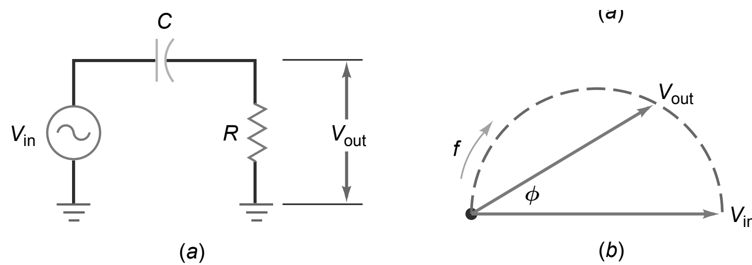


Figura 23.3 (*a*) Circuito de acoplo. (*b*) Diagrama de fasores.



desacoplo también se denomina *circuito de retardo.* En la Figura 23.2*b*, el semicírculo indica las posibles posiciones del fasor de la tensión de salida. Esto implica que el fasor de salida puede estar retrasado respecto del fasor de entrada un ángulo comprendido entre 0° y −90°.

Circuito de adelanto

La Figura 23.3*a* muestra un circuito de acoplo. La ganancia de tensión en este circuito es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

y el ángulo de fase es:

$$\phi = \arctan \frac{X_C}{R}$$

Fíjese en que el ángulo de fase es positivo. Esto quiere decir que la tensión de salida está adelantada respecto de la tensión de entrada, como se muestra en la Figura 23.3*b*. Por esto, un circuito de acoplo también se denomina *circuito de adelanto.* En la Figura 23.3*b*, el semicírculo indica las posibles posiciones del fasor de la tensión de salida, lo que implica que el fasor de salida puede ir adelantado respecto del fasor de entrada un ángulo comprendido entre 0° y +90°.

Los circuitos de acoplo y de desacoplo son ejemplos de circuitos de desplazamiento de fase. Estos circuitos desplazan la fase de la señal de salida bien en sentido positivo (adelanto) o negativo (retraso) con respecto a la señal de entrada. Un oscilador sinusoidal siempre utiliza algún tipo de circuito de desplazamiento de fase para generar oscilaciones a una determinada frecuencia.

Circuito de retraso-adelanto

El oscilador en puente de Wien utiliza un circuito de realimentación resonante llamado **circuito de retardo-adelanto** (Figura 23.4). A frecuencias muy bajas, el condensador serie se comporta como un circuito abierto para la señal de entrada, por lo que no hay señal de salidaA frecuencias muy altas, el condensador paralelo se comporta como un cortocircuito y tampoco existe señal de salida. Entre estos dos extremos, la tensión de salida alcanza un valor máximo (véase la Figura 23.5 *a*). La frecuencia para la que la salida es máxima es la **frecuencia de resonancia f_r**. A esta frecuencia, la fracción de realimentación *B* alcanza un valor máximo de 1/3.

La Figura 23.5*b* muestra el ángulo de fase de la tensión de salida en función de la tensión de entrada. Para frecuencias muy bajas, el ángulo de fase es positivo (adelanto). Para frecuencias muy altas, el ángulo de fase es negativo (retraso). En la frecuencia de resonancia, el desplazamiento de fase es igual a 0°. La Figura 23.5 *c* muestra

Figura 23.4 Circuito de retardo-adelanto.

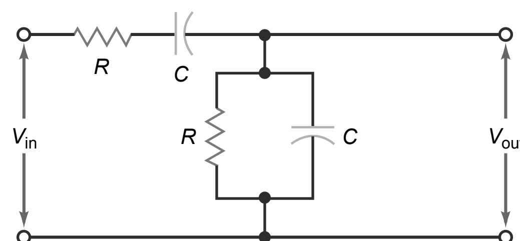
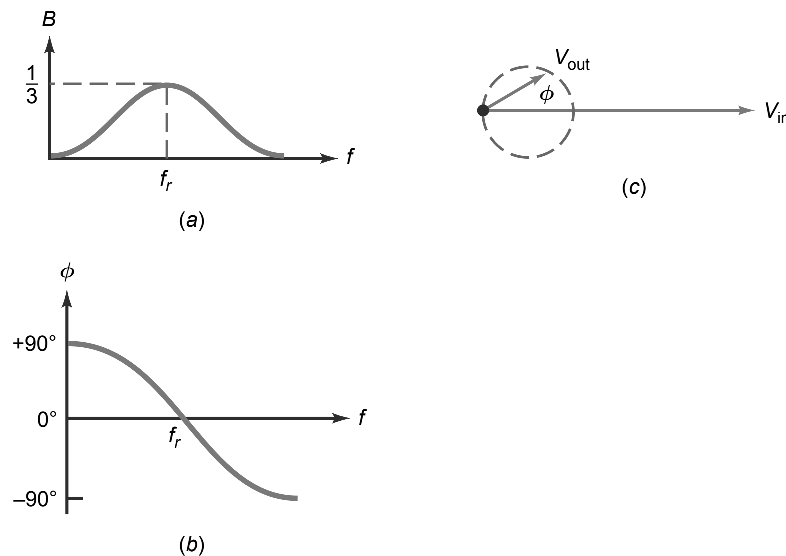


Figura 23.5 (*a*) Ganancia de tensión. (*b*) Respuesta en fase. (*c*) Diagrama de fasores.



el diagrama de fasores de las tensiones de entrada y de salida. La punta del fasor puede apuntar a cualquier punto del círculo de puntos. Por tanto, el ángulo de fase puede variar entre +90° y −90°.

El circuito de retardo-adelanto de la Figura 23.4 se comporta como un circuito resonante. En la frecuencia de resonancia f_r, la fracción de realimentación B alcanza un valor máximo de 1/3, y el ángulo de fase es igual a 0°. Por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia, la fracción de realimentación es menor que 1/3, y el ángulo de fase ya no es igual a 0°.

Fórmula para la frecuencia de resonancia

Analizando la Figura 23.4 con números complejos, podemos deducir estas dos ecuaciones:

$$\boldsymbol{B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_C / R - R / X_C)^2}}} \qquad \textbf{(23.1)}$$

y

$$\boldsymbol{\phi = \arctan \frac{X_C/R - R/X_C}{3}} \qquad \textbf{(23.2)}$$

Si representamos estas ecuaciones en una gráfica obtenemos las Figuras 23.5*a* y 23.5*b*.

La fracción de realimentación dada por la Ecuación (23.1) alcanza un valor máximo en la frecuencia de resonancia. En esta frecuencia, $X_C = R$:

$$\frac{1}{2\pi f_r C} = R$$

Despejando f_r tenemos:

$$\boldsymbol{f_r = \frac{1}{2\pi RC}} \qquad \textbf{(23.3)}$$

Funcionamiento

La Figura 23.6*a* muestra un oscilador en puente de Wien. Este circuito emplea realimentación positiva y negativa porque hay dos caminos de realimentación. El camino de la realimentación positiva va desde la salida a través del circuito de retraso-adelanto hasta la entrada no inversora. El camino que sigue la realimentación negativa va desde la salida a través del divisor de tensión hasta la entrada inversora.

Cuando inicialmente se pone en funcionamiento el circuito, hay más realimentación positiva que realimentación negativa. Esto hace que las oscilaciones aumenten, como se ha descrito anteriormente. Una vez que la señal de salida alcanza el nivel deseado, la realimentación negativa se hace lo suficientemente grande como para reducir la ganancia de lazo A_vB a 1.

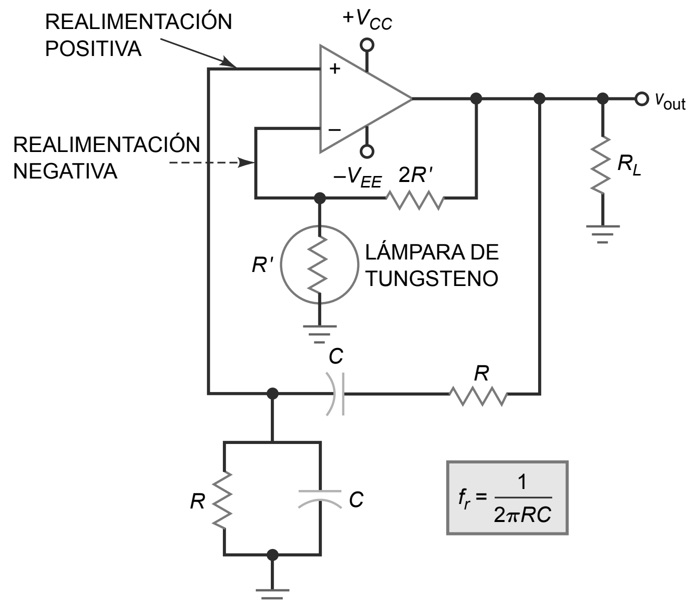


Figura 23.6 Oscilador en puente de Wien.

Veamos por qué A_vB disminuye hasta el valor de 1: cuando se conecta la alimentación, la lámpara de tungsteno tiene una resistencia baja y la realimentación negativa es pequeña. Por tanto, la ganancia de lazo es mayor que 1, y las oscilaciones pueden aumentar a la frecuencia de resonancia.A medida que las oscilaciones aumentan, la lámpara de tungsteno se calienta ligeramente y su resistencia aumenta. En la mayoría de los circuitos, la corriente que circula por la lámpara no es suficiente para hacer que la lámpara se encienda, pero si es suficiente para incrementar su resistencia.

Para un determinado nivel de salida alto, la lámpara de tungsteno presenta una resistencia con un valor de exactamente R'. En esta situación, la ganancia de tensión en lazo cerrado de la entrada no inversora a la salida disminuye hasta:

$$A_{v(CL)} = \frac{2R'}{R'} + 1 = 3$$

Puesto que el circuito de retardo-adelanto tiene una B de 1/3, la ganancia de lazo es:

$$A_{v(CL)}B = 3(^{11}\!/_{43}) = 1$$

Cuando se conecta por primera vez la alimentación, la resistencia de la lámpara de tungsteno es menor queR'. Como resultado, la ganancia de tensión en lazo cerrado de la entrada no inversora a la salida es mayor que 3 y $A_{v(CL)}B$ es mayor que 1.

A medida que las oscilaciones aumentan, la salida de pico a pico se hace lo suficientemente grande como para incrementar la resistencia de la lámpara de tungsteno. Cuando su resistencia es igual a R', la ganancia de lazo $A_{v(CL)}B$ es exactamente igual a 1. En esta situación, las oscilaciones se hacen estables y la tensión de salida tiene un valor de pico a pico constante.

Condiciones iniciales

Cuando se conecta la alimentación, la tensión de salida es cero y la resistencia de la lámpara de tungsteno es menor que R', como se muestra en la Figura 23.7. Cuando la tensión de salida aumenta, la resistencia de la lámpara aumenta, como se muestra en la gráfica. Cuando la tensión en la lámpara de tungsteno es V', la lámpara presenta una resistencia de R'. Esto implica que $A_{v(CL)}$ tiene un valor de 3 y que la ganancia de lazo es igual a 1. Cuando esto ocurre, la amplitud de salida se nivela y se hace constante.

Filtro de hendidura

La Figura 23.8 muestra otra forma de representar el oscilador en puente de Wien. El circuito de retardo-adelanto se encuentra a la izquierda del puente y el divisor de tensión se encuentra en la parte derecha. Este puente de al-

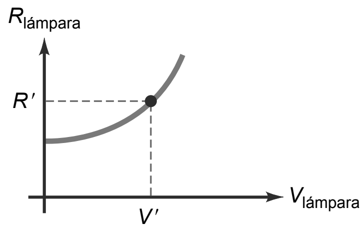


Figura 23.7 Resistencia de la lámpara de tungsteno.

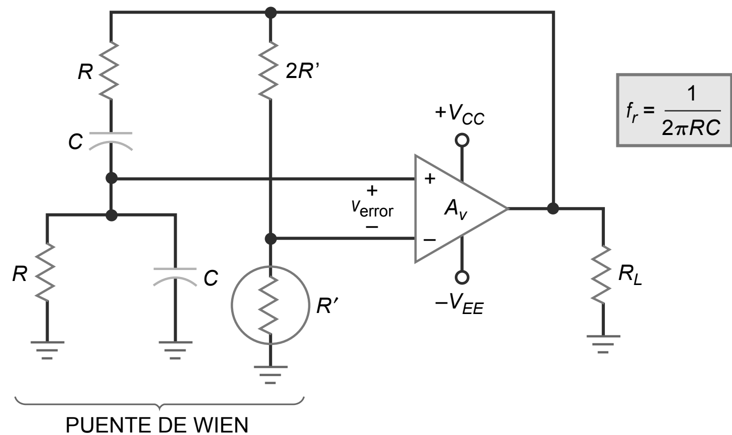


Figura 23.8 Oscilador en puente de Wien.

terna, conocido *puente de Wien,* se utiliza también en otras aplicaciones además de en los osciladores. La *tensión de error* es la salida del puente. Cuando el puente se acerca al equilibrio, la tensión de error se aproxima a cero.

El puente de Wien se comporta como un **filtro de hendidura**, un circuito con una salida igual a cero para una determinada frecuencia. En un puente de Wien, la frecuencia del filtro de hendidura es igual a:

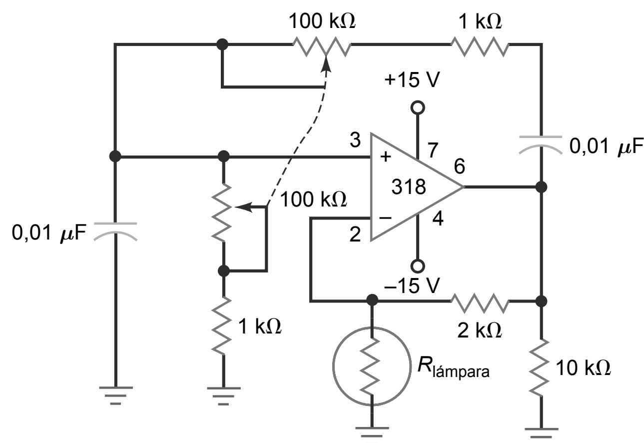
$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \tag{23.4}$$

Puesto que la tensión de error requerida para el amplificador operacional es tan pequeña, el puente de Wien está casi perfectamente equilibrado y la frecuencia de oscilación es igual a f_r, la cual es una buena aproximación.

Ejemplo 23.1

Calcule las frecuencias mínima y máxima en el circuito de la Figura 23.9. Los dos potenciómetros están *mecánicamente conectados,* es decir, varían a la vez y tienen el mismo valor para cualquier posición del cursor.

Figura 23.9 Ejemplo.



SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (23.4), obtenemos la frecuencia mínima de oscilación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi(101\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})} = 158\ \text{Hz}$$

La frecuencia máxima de oscilación es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi(1\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})} = 15{,}9\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.1 En la Figura 23.9, determine el valor de la resistencia variable para una frecuencia de salida de 1000 Hz.

Ejemplo 23.2

La gráfica de la Figura 23.10 muestra la resistencia de la lámpara de la Figura 23.9 en función de la tensión de la lámpara. Si la tensión de la lámpara está expresada en voltios eficaces (rms), ¿cuál es la tensión de salida del oscilador?

SOLUCIÓN En el circuito de la Figura 23.9, la resistencia de realimentación es de 2 k Ω. Por tanto, la señal de salida del oscilador se hace constante cuando la resistencia de la lámpara es igual a 1 kΩ, porque esto produce una ganancia en lazo cerrado de 3.

En la Figura 23.10, una resistencia de la lámpara de 1 kΩ se corresponde con una tensión de la lámpara de 2 V rms. La corriente por la lámpara es:

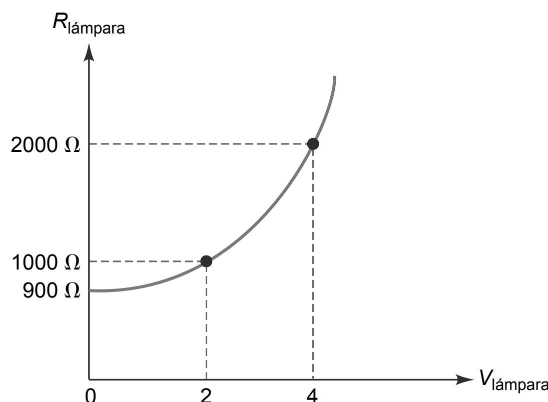
$$I_{\text{lámpara}} = \frac{2\,\text{V}}{1\,\text{k}\Omega} = 2\ \text{mA}$$

Estos 2 mA de corriente fluyen a través de la resistencia de realimentación de 2 kΩ, lo que significa que la tensión de salida del oscilador es:

$$V_{\text{out}} = (2\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega) = 6\ \text{V rms}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.2 Repita el Ejemplo 23.2 utilizando una resistencia de realimentación de 3 kΩ.

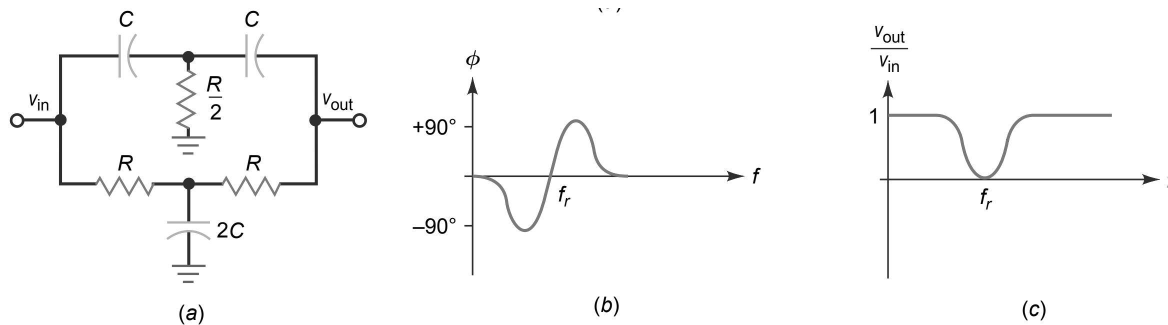
Figura 23.10 Ejemplo.



23.3 Otros osciladores *RC*

Aunque el oscilador en puente de Wien es el estándar de la industria para frecuencias de hasta 1 MHz, pueden utilizarse otros osciladores *RC* para distintas aplicaciones. En esta sección se abordan otros dos diseños básicos: el **oscilador en doble T** y el **oscilador de desplazamiento de fase.**

Figura 23.11 (*a*) Filtro en doble T. (*b*) Respuesta en fase. (*c*) Respuesta en frecuencia.



Filtro en doble T

La Figura 23.11*a* es un filtro en doble T. Un análisis matemático de este circuito demuestra que se comporta como un circuito de retardo-adelanto con un ángulo de fase variable, como se ilustra en la Figura 23.11*b*. De nuevo, existe una frecuencia f_r para la que el desplazamiento de fase es igual a 0°. En la Figura 23.1*c* se muestra que la ganancia de tensión es igual a 1 para frecuencias altas y bajas. Entre ellas, se encuentra la frecuencia f_r para la que la ganancia de tensión cae a cero. El filtro en doble T es otro ejemplo de un filtro de hendidura, ya que puede bloquear frecuencias próximas a f_r. La ecuación para la frecuencia de resonancia de un filtro en doble T es la misma que para un oscilador en puente de Wien:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

Oscilador en doble T

La Figura 23.12 muestra un oscilador en doble T. La realimentación positiva a la entrada no inversora se aplica a través de un divisor de tensión. La realimentación negativa se aplica a través del filtro en doble T. Cuando se conecta la alimentación por primera vez, la resistencia de la lámpara R_2 es pequeña y la realimentación positiva es máxima. A medida que la amplitud de las oscilaciones aumenta, la resistencia de la lámpara también aumenta y la realimentación positiva disminuye. Como la realimentación disminuye, las oscilaciones se nivelan y se hacen constantes. De esta forma, la lámpara estabiliza el nivel de la tensión de salida.

En el filtro en doble T, la resistencia $R/2$ es ajustable. Esto es necesario porque el circuito oscila a una frecuencia ligeramente distinta de la frecuencia de resonancia ideal. Para garantizar que la frecuencia de oscilación sea próxima a la frecuencia del filtro de hendidura, en el divisor de tensión, la resistencia R_2 tiene que ser mucho más grande que R_1. Como regla, R_2/R_1 tiene que estar en el rango de 10 a 1000. Esto fuerza el oscilador a operar a una frecuencia próxima a la frecuencia del filtro de hendidura.

Figura 23.12 Oscilador en doble T.

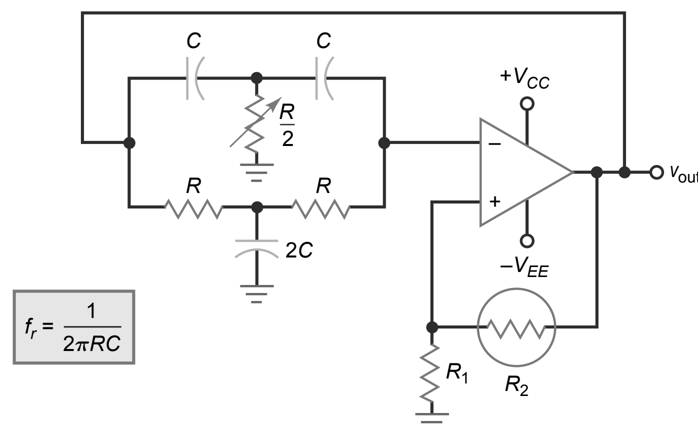


Figura 23.13 Oscilador de desplazamiento de fase con tres circuitos de adelanto.

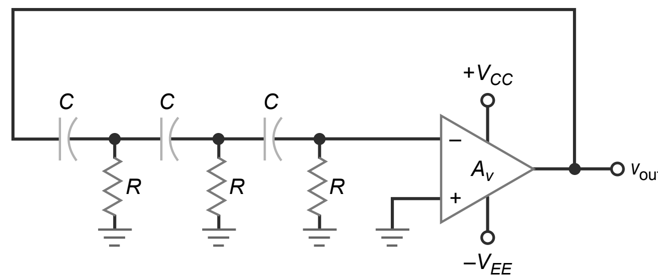
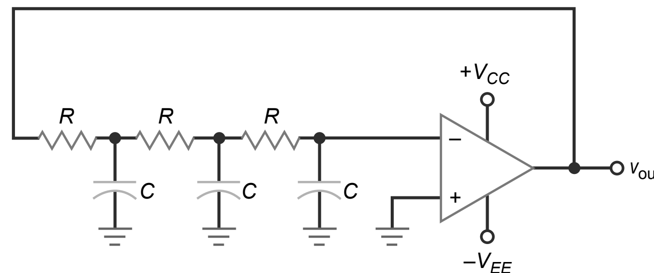


Figura 23.14 Oscilador de desplazamiento de fase con tres circuitos de retardo.



Aunque se utiliza ocasionalmente, el oscilador en doble T no es un circuito popular porque sólo funciona bien a una frecuencia. Es decir, a diferencia del oscilador en puente de Wien, no puede ajustarse fácilmente en un rango de frecuencias grande.

Oscilador de desplazamiento de fase

La Figura 23.13 es un oscilador de desplazamiento de fase con tres circuitos de adelanto en el camino de realimentación. Como recordará, un circuito de adelanto produce un desplazamiento de fase comprendido entre 0° y 90°, dependiendo de la frecuencia. Para una determinada frecuencia, el desplazamiento de fase total de los tres circuitos de retardo es igual a 180° (aproximadamente 60° cada uno). Algunas configuraciones del oscilador de desplazamiento de fase utilizan cuatro circuitos de adelanto para generar el desplazamiento de fase de 180°. El amplificador produce un desplazamiento de fase adicional de 180°, ya que la señal se aplica a la entrada inversora. Como resultado, el desplazamiento de fase alrededor del lazo será de 360°, lo que es equivalente a 0°. Si A_vB es mayor que 1 a esa determinada frecuencia, las oscilaciones pueden iniciarse.

La Figura 23.14 muestra un diseño alternativo que utiliza tres circuitos de retardo. El funcionamiento es similar. El amplificador produce un desplazamiento de fase de 180° y los circuitos de retardo contribuyen con −180° a una determinada frecuencia para obtener un desplazamiento de fase de lazo de 0°. Si A_vB es mayor que 1 a esta frecuencia, las oscilaciones pueden iniciarse. El oscilador de desplazamiento de fase no es un circuito popular, ya que, como antes, el principal problema del circuito es que no se puede ajustar fácilmente en un rango de frecuencias grande.

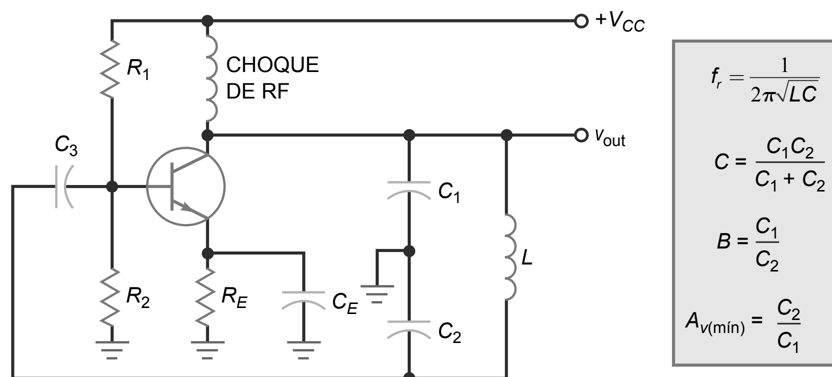
23.4 El oscilador Colpitts

Aunque es excelente para las bajas frecuencias, el oscilador en puente de Wien no es adecuado para frecuencias altas (por encima de 1 MHz). El problema principal es el ancho de banda limitado (f_{unidad}) del amplificador operacional.

Osciladores *LC*

Una forma de generar oscilaciones a alta frecuencia es mediante un oscilador *LC*, un circuito que puede emplearse para frecuencias entre 1 y 500 MHz. Este rango de frecuencias está muy por encima de f_{unidad} en la mayoría de los amplificadores operacionales. Por esto, normalmente se emplea un transistor de unión bipolar o un FET para el

Figura 23.15 Oscilador Colpitts.



amplificador. Con un amplificador y un circuito tanque LC, podemos realimentar una señal con la amplitud y la fase correctas para mantener las oscilaciones.

El análisis y el diseño de los osciladores de alta frecuencia son difíciles. ¿Por qué? Porque a frecuencias muy altas, las capacidades parásitas y las inductancias de las conexiones se hacen importantes a la hora de determinar la frecuencia de oscilación, la fracción de realimentación, la potencia de salida y otras magnitudes de alterna. Por esta razón, muchos diseñadores utilizan aproximaciones por computadora para realizar el diseño inicial y luego ajustan el oscilador construido para obtener el funcionamiento deseado.

Conexión en emisor común

La Figura 23.15 muestra un **oscilador Colpitts**. La polarización del divisor de tensión fija un punto de funcionamiento de reposo. El choque de RF presenta una reactancia inductiva muy alta, por lo que se comporta como un circuito abierto para la señal alterna. El circuito tiene una ganancia de tensión para bajas frecuencias de r_c/r'_e, donde r_c es la resistencia de colector en alterna. Puesto que el choque de RF se comporta como un abierto para la señal alterna, la resistencia de colector en alterna es fundamentalmente la resistencia en alterna del circuito del tanque resonante. Esta resistencia en alterna tiene un valor máximo en resonancia.

Podrá ver muchas variantes del oscilador Colpitts. Una forma de reconocer un oscilador Colpitts es por el divisor de tensión capacitivo formado por C_1 y C_2, que produce la tensión de realimentación necesaria para las oscilaciones. En otras clases de osciladores, la tensión de realimentación es producida por los transformadores, los divisores de tensión inductivos, etc.

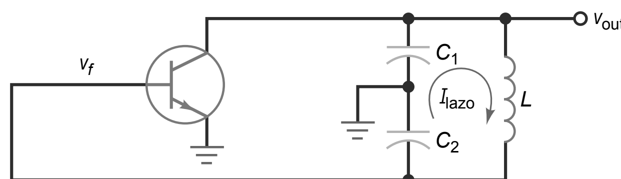
Circuito equivalente de alterna

La Figura 23.16 es un circuito equivalente de alterna simplificado del oscilador Colpitts. La corriente de lazo del tanque fluye a través de C_1 en serie con C_2. Fíjese en que v_{out} es igual a la tensión alterna que cae en C_1. Además, la tensión de realimentación v_f aparece en C_2. Esta tensión de realimentación se aplica a la base y mantiene las oscilaciones desarrolladas en el circuito tanque, suponiendo que la ganancia de tensión sea suficiente a la frecuencia de oscilación. Puesto que el emisor está puesto a tierra de alterna, el circuito es una conexión en emisor común.

Frecuencia de resonancia

Las mayoría de los osciladores LC utilizan circuitos tanque con un factor Q mayor que 10. Por tanto, podemos calcular la frecuencia de resonancia aproximada como sigue:

Figura 23.16 Circuito equivalente del oscilador Colpitts.



INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 23.15, es importante darse cuenta de que la reactancia neta de la rama L-C_2 es inductiva a la frecuencia de resonancia del tanque. Además, la reactancia inductiva de la rama L-C_2 es igual a la reactancia capacitiva de C_1.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{23.5}$$

lo que es una solución muy precisa con un error del 1 por ciento, siempre que Q sea mayor que 10.

La capacidad que se utiliza en la Ecuación (23.5) es la capacidad equivalente a través de la que circula la corriente de lazo. En el circuito tanque Colpitts de la Figura 23.16, la corriente de lazo fluye a través de C_1 en serie con C_2. Por tanto, la capacidad equivalente es:

$$C = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \tag{23.6}$$

Por ejemplo, si el valor de C_1 y C_2 es de 100 pF, en la Ecuación (23.5) utilizaremos un valor de 50 pF.

Condición de arranque

La condición de arranque necesaria para cualquier oscilador es $A_vB > 1$ para la frecuencia de resonancia del circuito tanque. Esto es equivalente a $A_v > 1/B$. En la Figura 23.16, la tensión de salida aparece en C_1 y la tensión de realimentación en C_2. La fracción de realimentación en este tipo de oscilador está dada por:

$$B = \frac{C_1}{C_2} \tag{23.7}$$

INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 23.15, en resonancia, la corriente por la rama L-C_2 retrasa la tensión del tanque en 90°, ya que la reactancia neta de esta rama es inductiva. Además, puesto que la tensión en C_2 retrasa su corriente 90°, la tensión de realimentación debe retrasar la tensión del tanque (tensión alterna de colector) 180°. Como puede ver, la red de realimentación proporciona el desplazamiento de fase de 180° necesario de V_{out}.

Para que el oscilador comience a funcionar, la ganancia de tensión mínima tiene que ser:

$$A_{v(\text{mín})} = \frac{C_2}{C_1} \tag{23.8}$$

¿A qué es igual A_v? Depende de las frecuencias de corte superior del amplificador. En un amplificador bipolar tenemos circuitos de desacoplo de base y de colector. Si las frecuencias de corte de estos circuitos de desacoplo son mayores que la frecuencia de oscilación, A_v será aproximadamente igual a r_c/r'_e. Si las frecuencias de corte son menores que la frecuencia de oscilación, la ganancia de tensión será menor que r_c/r'_e y aparecerá un desplazamiento de fase adicional a través del amplificador.

Tensión de salida

Con una realimentación débil (B pequeña), A_v sólo es ligeramente más grande que $1/B$, y el funcionamiento es prácticamente como de claseA. Cuando se conecta por primera vez la alimentación, la amplitud de las oscilaciones aumenta y la señal oscila cada vez más sobre la recta de carga en alterna. Debido a estas oscilaciones cada vez mayores de la señal se pasa de trabajar en pequeña señal a trabajar con señales grandes. Cuando esto ocurre, la ganancia de tensión disminuye ligeramente. Con realimentación débil, el valor de A_vB puede hacerse menor que 1 sin un recorte excesivo.

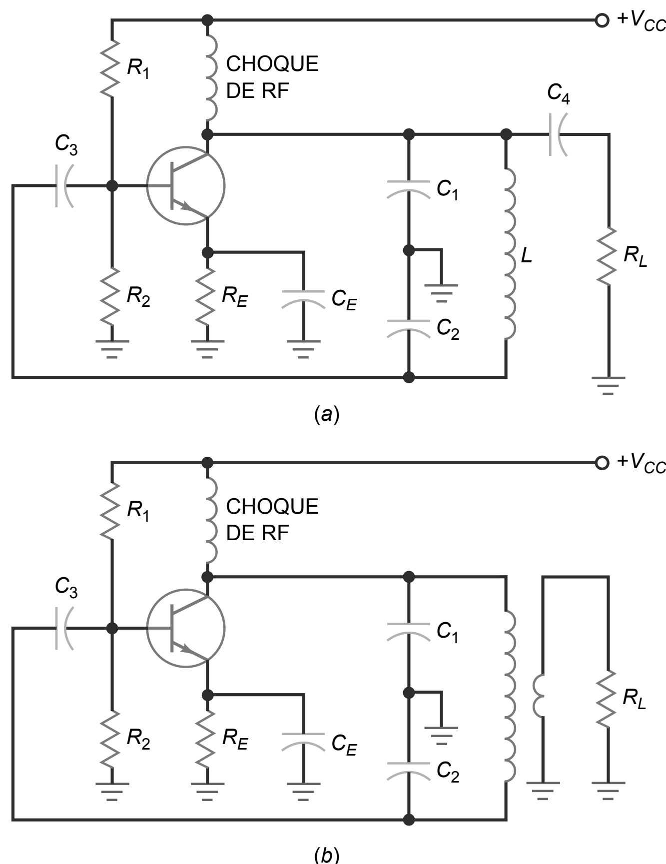
Con una realimentación fuerte (B grande), una señal de realimentación grande excita la base del transistor de la Figura 23.15 llevándolo a saturación y corte. De este modo, se carga el condensador C_3, produciendo un desplazamiento del nivel de continua negativo en la base. Este desplazamiento de nivel negativo ajusta automáticamente el valor de A_vB a 1. Si la realimentación es demasiado fuerte, podemos perder parte de la tensión de alimentación a causa de la pérdidas parásitas de potencia.

Al construir un oscilador, podemos ajustar la realimentación para maximizar la tensión de salida. La idea es utilizar la suficiente realimentación como para arrancar el circuito bajo todas las condiciones (diferentes transistores, temperaturas, tensiones, etc.), pero no tanta que se pierda parte de la señal de salida. El diseño de osciladores de alta frecuencia fiables es un reto. La mayoría de los diseñadores utilizan computadoras para modelar osciladores de alta frecuencia.

Acoplamiento a una carga

La frecuencia de oscilación exacta depende del Q del circuito y está determinada por la expresión:

Figura 23.17 (*a*) Acoplamiento capacitivo. (*b*) Acoplamiento electromagnético.



$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}} \tag{23.9}$$

Cuando Q es mayor que 10, esta ecuación se simplifica al valor ideal dado por la Ecuación (23.5). Si Q es menor que 10, la frecuencia será menor que el valor ideal. Además, un factor Q bajo puede impedir que el oscilador arranque porque puede reducir la ganancia de tensión para alta frecuencia por debajo del valor de arranque de $1B$.

La Figura 23.17*a* muestra un método de acoplar la señal del oscilador a la resistencia de car ga. so la resistencia de carga es grande, car gará ligeramente al circuito resonante y el valor de Q será mayor que 10. Pero si la resistencia de carga es pequeña, Q se hará menor que 10 y no se iniciarán las oscilaciones. Una solución para el caso de tener una resistencia de carga pequeña consiste en utilizar una capacidad C_4 pequeña, una cuya X_C sea más grande si se compara con la resistencia de carga. Esto evita cargar excesivamente al circuito tanque.

La Figura 23.17*b* muestra el acoplamiento electromagnético, otra forma de acoplar la señal a una resistencia de carga pequeña. El acoplamiento electromagnético consiste en emplear unas pocas vueltas del devanado del secundario de un transformador de RF. Este acoplamiento garantiza que la resistencia de carga no hará que el Q del circuito disminuya hasta el punto en el que el oscilador no arranque.

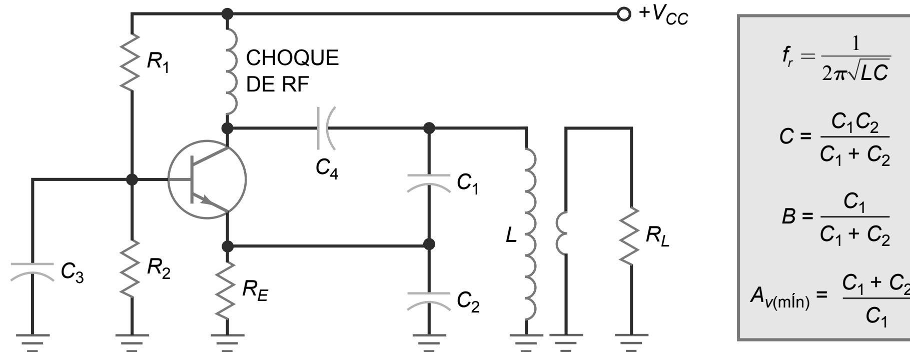
Se utilice el acoplamiento capacitivo o el electromagnético, el efecto de car ga se mantiene tan pequeño como sea posible. De este modo, el alto Q del tanque garantiza una salida sinusoidal no distorsionada con un arranque fiable de las oscilaciones.

Conexión en base común

Cuando la señal de realimentación de un oscilador excita la base,aparece una capacidad de Miller grande en la entrada. Esto produce una frecuencia de corte relativamente baja, lo que implica que la ganancia de tensión puede ser demasiado baja para la frecuencia de resonancia deseada.

Para obtener una frecuencia de corte más alta, la señal de realimentación puede aplicarse al emisor , como se muestra en la Figura 23.18. El condensador C_3 pone la base a tierra de alterna, por lo que el transistor se comporta

Figura 23.18 El oscilador en base común puede oscilar a frecuencias más altas que el oscilador en emisor común.



como un amplificador en base común. Un circuito como éste puede oscilar a frecuencias más altas porque su ganancia para alta frecuencia es mayor que la de un oscilador en emisor común. Con el acoplamiento electromagnético en la salida, el tanque se carga ligeramente y la frecuencia de resonancia está dada por la Ecuación (23.5).

La fracción de realimentación es ligeramente distinta en un oscilador en base común. La tensión de salida aparece en C_1 y C_2 en serie, y la tensión de realimentación aparece en C_2. Idealmente, la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \tag{23.10}$$

Para que inicien las oscilaciones, A_v tiene que ser mayor que $1/B$. Esto quiere decir que:

$$A_{v(\text{mín})} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \tag{23.11}$$

Esta expresión es una aproximación porque ignora la impedancia de entrada del emisor , que está en paralelo con C_2.

Oscilador Colpitts con FET

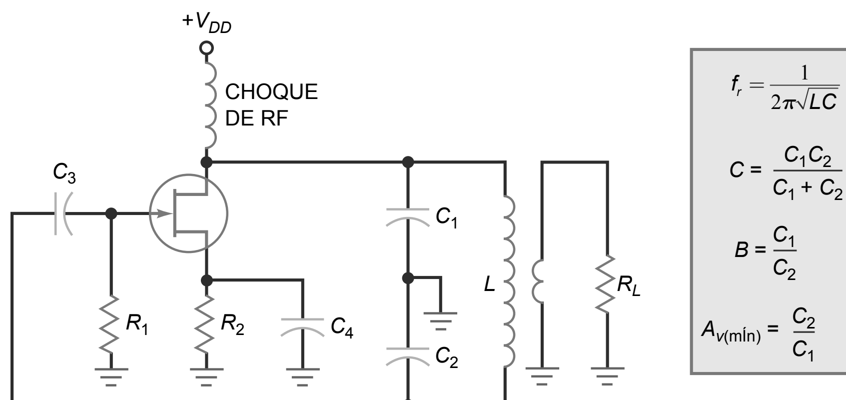
La Figura 23.19 es un ejemplo de oscilador Colpitts con FET en el que la señal de realimentación se aplica a la puerta. Puesto que la puerta presenta una resistencia de entrada alta, el efecto de carga sobre el circuito tanque es mucho menor que con un transistor de unión bipolar. La fracción de realimentación para este circuito es:

$$B = \frac{C_1}{C_2} \tag{23.12}$$

La ganancia mínima necesaria para arrancar el oscilador FET es:

$$A_{v(\text{mín})} = \frac{C_2}{C_1} \tag{23.13}$$

Figura 23.19 El oscilador con JFET tiene un menor efecto de carga sobre el circuito tanque.

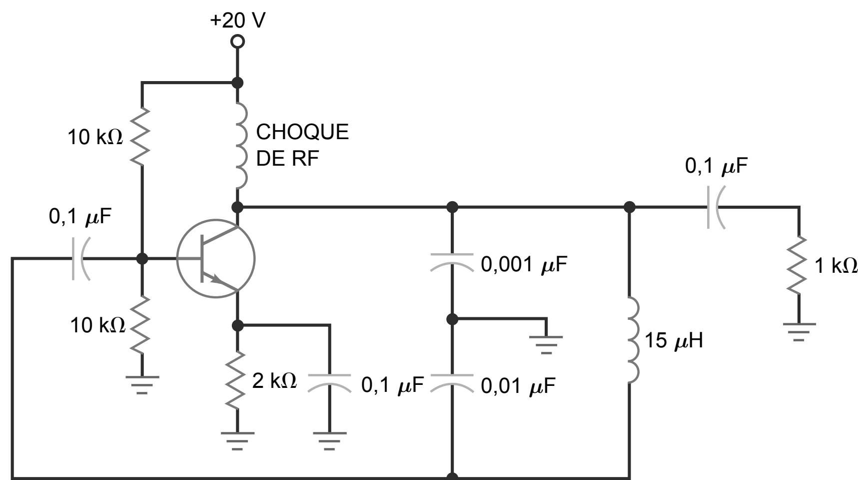


En un oscilador con FET, la ganancia de tensión para frecuencias bajas es $g_m r_d$. Por encima de la frecuencia de corte del amplificador FET, la ganancia de tensión disminuye. En la Ecuación (23.13), $A_{v(\text{mín})}$ es la ganancia de tensión a la frecuencia de oscilación. Por regla general, trataremos de mantener la frecuencia de oscilación por debajo de la frecuencia de corte del amplificador FET, ya que, de lo contrario, un desplazamiento de fase adicional en el amplificador podría impedir que el oscilador arrancara.

Ejemplo 23.3

¿Cuál es la frecuencia de oscilación en el circuito de la Figura 23.20? ¿Cuál es la fracción de realimentación? ¿Qué ganancia de tensión necesita el circuito para comenzar a oscilar?

Figura 23.20 Ejemplo.



SOLUCIÓN Se trata de un oscilador Colpitts que utiliza una conexión en emisor común de un transistor . Aplicando la Ecuación (23.6), obtenemos la capacidad equivalente:

$$C = \frac{(0{,}001\ \mu\text{F})(0{,}01\ \mu\text{F})}{0{,}001\ \mu\text{F} + 0{,}01\ \mu\text{F}} = 909\ \text{pF}$$

La inductancia es 15 μH. Aplicando la Ecuación (23.5), obtenemos la frecuencia de oscilación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15\ \mu\text{H})(909\ \text{pF})}} = 1{,}36\ \text{MHz}$$

Aplicando la Ecuación (23.7), la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{0{,}001\ \mu\text{F}}{0{,}01\ \mu\text{F}} = 0{,}1$$

Para comenzar a oscilar, el circuito necesita una ganancia de tensión mínima de:

$$A_{v(\text{mín})} = \frac{0{,}01\ \mu\text{F}}{0{,}001\ \mu\text{F}} = 10$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.3 En el circuito de la Figura 23.20, ¿cuál es el valor aproximado que debería tener la bobina de 15 μH para una frecuencia de salida de 1 MHz?

23.5 Otros osciladores *LC*

El oscilador Colpitts es el oscilador *LC* más ampliamente utilizado. El divisor de tensión capacitivo del circuito resonante es una forma conveniente de generar la tensión de realimentación. Sin embargo, también se emplean otros tipos de osciladores.

Oscilador Armstrong

La Figura 23.21 es un ejemplo de un **oscilador Armstrong**. En este circuito, el colector excita a un tanque resonante *LC*. La señal de realimentación se toma de un devanado secundario pequeño y se alimenta a la base. En el transformador se produce un desplazamiento de fase de 180°, lo que implica que el desplazamiento de fase alrededor del lazo es cero. Si ignoramos el efecto de carga de la base, la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{M}{L} \tag{23.14}$$

donde M es la inductancia mutua y L es la inductancia del primario. Para que el oscilador Armstrong arranque, la ganancia de tensión tiene que ser mayor que $1/B$.

Un oscilador Armstrong utiliza acoplamiento mediante transformador para la señal de realimentación, y ello nos permite reconocer las variantes de este circuito básico. El devanado secundario a veces se denomina *bobina de compensación*, porque realimenta la señal que mantiene las oscilaciones. La frecuencia de resonancia queda determinada por la Ecuación (23.5), utilizando los valores de L y C indicados en la Figura 23.21. Por regla general, no verá en muchas aplicaciones el oscilador Armstrong porque muchos diseñadores evitan el uso de transformadores siempre que es posible.

Oscilador Hartley

La Figura 23.22 es un ejemplo de **oscilador Hartley**. Cuando el circuito tanque *LC* está en resonancia, la corriente fluye a través de L_1 en serie con L_2. El valor equivalente L que hay que emplear en la Ecuación (23.5) es:

$$L = L_1 + L_2 \tag{23.15}$$

En un oscilador Hartley, la tensión de realimentación se genera en el divisor de tensión inductivo formado por L_1 y L_2. Dado que la tensión de salida aparece en L_1 y la tensión de realimentación en L_2, la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{L_2}{L_1} \tag{23.16}$$

Como siempre, se ignoran los efectos de carga de la base. Para que las oscilaciones se inicien, la ganancia de tensión tiene que ser mayor que $1/B$.

Un oscilador Hartley suele emplear una bobina con toma intermedia en lugar de dos bobinas separadas. Otra variante envía la señal de realimentación al emisor en lugar de a la base. También podrá encontrar circuitos que utilizan dispositivos FET en lugar de transistores de unión bipolares. La señal de salida puede utilizar acoplamiento capacitivo o acoplamiento electromagnético.

Figura 23.21 Oscilador Armstrong.

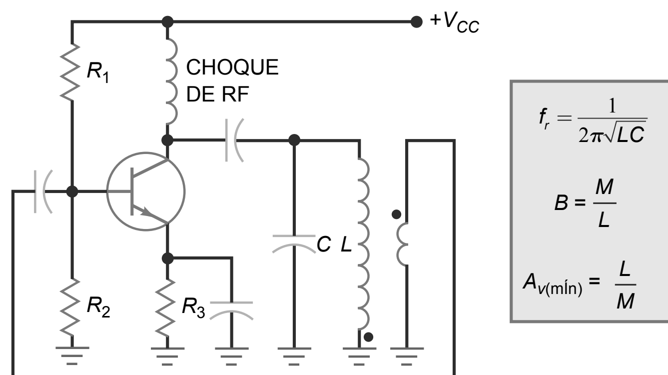
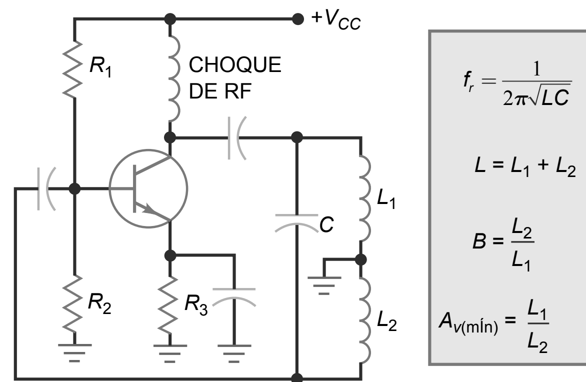


Figura 23.22 Oscilador Hartley.



Oscilador Clapp

El **oscilador Clapp** de la Figura 23.23 es una versión más refinada del oscilador Colpitts. Como antes, el divisor de tensión capacitivo produce la señal de realimentación. Se incluye un condensador adicional C_3 en serie con la bobina. Como la corriente del tanque fluye a través de C_1, C_2 y C_3 en serie, la capacidad equivalente utilizada para calcular la frecuencia de resonancia es:

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3} \tag{23.17}$$

En un oscilador Clapp, C_3 es mucho menor que C_1 y C_2. En consecuencia, C es aproximadamente igual a C_3, y la frecuencia de resonancia está determinada por:

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \tag{23.18}$$

INFORMACIÓN ÚTIL

En el oscilador Colpitts, la bobina del tanque se ajusta para variar la frecuencia de oscilación, mientras que en el oscilador Hartley, el condensador del tanque se ajusta para variar la frecuencia de oscilación.

¿Por qué es esto importante? Porque C_1 y C_2 están en paralelo con el transistor y las capacidades parásitas. Estas capacidades adicionales modifican los valores de C_1 y C_2 ligeramente. En un oscilador Colpitts, la frecuencia de resonancia depende por tanto del transistor y de las capacidades parásitas. Pero en un oscilador Clapp, el transistor y las capacidades parásitas no tienen ningún efecto sobre C_3, por lo que la frecuencia de oscilación es más estable y precisa. Por están razón, en ocasiones, podrá encontrar en algunos diseños el oscilador Clapp.

Figura 23.23 Oscilador Clapp.

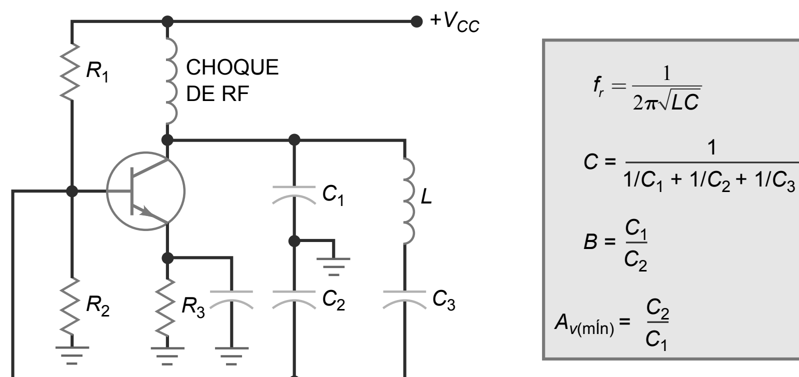
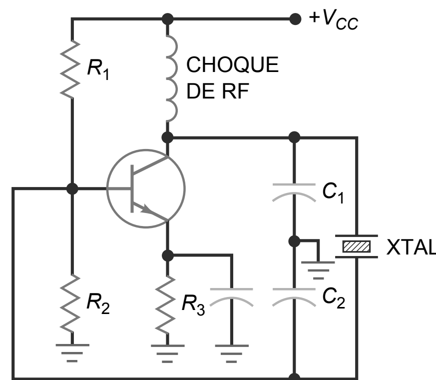


Figura 23.24 Oscilador de cristal.



Oscilador de cristal

Cuando la precisión y la estabilidad de la frecuencia de oscilación son importantes, se utiliza un **oscilador de cristal de cuarzo**. En la Figura 23.24, la señal de realimentación procede de un condensador. Como veremos en la siguiente sección, el cristal (*XTAL*) se comporta con una bobina grande en serie con un condensador pequeño (similar al Clapp). Por tanto, la frecuencia de resonancia prácticamente no se ve afectada por el transistor y las capacidades parásitas.

Ejemplo 23.4

Si se añade un condensador de 50 pF en serie con la bobina de 15-μH en el circuito de la Figura 23.20, el circuito se convierte en un oscilador Clapp. ¿Cuál será la frecuencia de oscilación?

SOLUCIÓN Podemos calcular la capacidad equivalente utilizando la Ecuación (23.17):

$$C = \frac{1}{1/0{,}001\ \mu\text{F} + 1/0{,}01\ \mu\text{F} + 1/50\ \text{pF}} \cong 50\ \text{pF}$$

Fíjese en que el término 1/50 pF domina frente a los otros valores, ya que 50 pF es mucho menor que las otras capacidades. Luego, la frecuencia de oscilación es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15\ \propto\text{H})(50\ \text{pF})}} = 5{,}81\ \text{MHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.4 Repita el Ejemplo 23.4 reemplazado el condensador de 50 pF por otro de 120 pF.

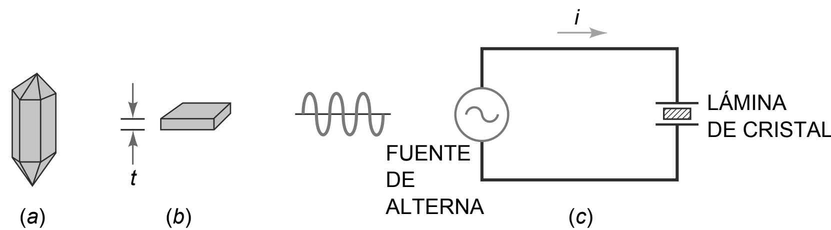
23.6 Cristales de cuarzo

Cuando la frecuencia de oscilación tiene que ser precisa y estable, la opción obvia es un oscilador de cristal. Los rejoles de pulsera electrónicos y otras aplicaciones de temporización críticas utilizar osciladores de cristal porque proporcionan una frecuencia de reloj precisa.

Efecto piezoeléctrico

Algunos cristales que se encuentran en la naturaleza exhiben el **efecto piezoeléctrico**. Cuando se aplica una tensión alterna a un cristal piezoeléctrico, vibra a la frecuencia de la tensión aplicada. Inversamente, si lo forzamos

Figura 23.25 (*a*) Cristal de cuarzo natural. (*b*) Lámina. (*c*) La corriente de entrada es máxima en resonancia.



mecánicamente para que vibre, genera una tensión alterna de la misma frecuencia. Las principales sustancias que producen el efecto piezoeléctrico son el cuarzo, las sales de Rochelle y la turmalina.

Las sales de Rochelle tienen la mayor actividad piezoeléctrica. Para una tensión alterna dada, vibran más que el cuarzo o la turmalina. Mecánicamente, son la sustancia más débil porque se quiebra fácilmente. Las sales de Rochelle se han utilizado en micrófonos, agujas fonocaptoras, audífonos y altavoces. La turmalina presenta la menor actividad piezoeléctrica pero es la más resistente de los tres. También es la más cara y, ocasionalmente, se utiliza para frecuencias muy altas.

El cuarzo establece un compromiso entre la actividad piezoeléctrica de las sales de Rochelle y la resistencia de la turmalina. Puesto que es barato y está disponible en la naturaleza, el cuarzo es ampliamente utilizado para filtros y osciladores de RF.

Láminas de cristal

La forma natural de un cristal de cuarzo es un prisma hexagonal con pirámides en los extremos (véase la Figura 23.25*a*). Para obtener un cristal útil de él, un fabricante corta una lámina rectangular del cristal natural. La Figu-ra 23.25*b* muestra una lámina de espesor *t*. El número de láminas que podemos obtener de un cristal natural depende del tamaño de las láminas y del ángulo de corte.

Para utilizarlo en circuitos electrónicos, la lámina tiene que estar montada entre dos placas metálicas, como se muestra en la Figura 23.25*c*. En este circuito, la cantidad de vibraciones del cristal depende de la frecuencia de la tensión aplicada. Cambiando la frecuencia, podemos encontrar frecuencias de resonancia a las que las vibraciones de cristal alcanzan un máximo. Dado que la ener gía para que se produzcan las vibraciones tiene que ser proporcionada por una fuente de alterna, la corriente alterna es máxima para cada frecuencia de resonancia.

Frecuencia fundamental y sobretonos

La mayoría de las veces, el cristal se corta y se monta para vibrar a una de sus frecuencias de resonancia, normalmente a la **frecuencia fundamental,** es decir la frecuencias más baja. Las frecuencias de resonancia más altas se denominan *sobretonos,* y son casi múltiplos exactos de la frecuencia fundamental. Por ejemplo, un cristal con una frecuencia fundamental de 1 MHz tiene un primer sobretono a aproximadamente 2 MHz, un segundo sobretono a unos 3 MHz, etc.

La fórmula de la frecuencia fundamental de un cristal es:

$$f = \frac{K}{t} \tag{23.19}$$

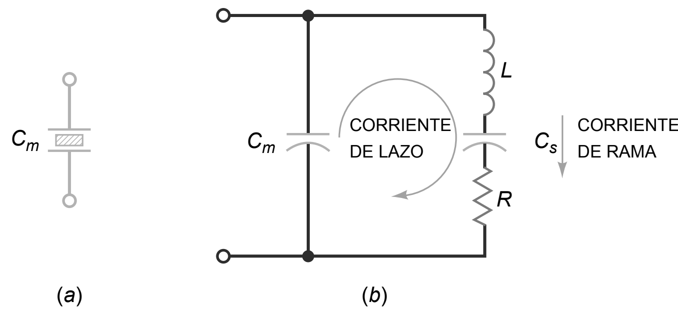
donde K es una constante y t es el espesor del cristal. Puesto que la frecuencia fundamental es inversamente proporcional al espesor, existe un límite a la frecuencia fundamental más alta. Cuanto más delgado es el cristal, más frágil es y más probablemente se rompa al vibrar.

Los cristales de cuarzo funcionan bien hasta una frecuencia fundamental de 10 MHz. Para conseguir frecuencias más altas, podemos utilizar un cristal que vibre en los sobretonos. De esta forma, podemos alcanzar frecuencias de hasta 100 MHz. Ocasionalmente, aunque es más caro pero más resistente, se emplea la turmalina para muy altas frecuencias.

Circuito equivalente de alterna

¿Qué le parece el cristal a una fuente de alterna? Cuando el cristal de la Figura 23.26*a* no está vibrando, es equivalente a una capacidad C_m porque está formado por dos placas metálicas separadas por un dieléctrico. La capacidad C_m se conoce como **capacidad del encapsulado**.

Figura 23.26 (*a*) Capacidad del encapsulado. (*b*) Circuito equivalente de alterna de un cristal vibrando.



Cuando un cristal está vibrando, actúa como un circuito sintonizado. La Figura 23.26*b* muestra el circuito equivalente de alterna de un cristal vibrando a su frecuencia fundamental. Los valores típicos de L se expresan en henrios, C_s en fracciones de un picofaradio, R en cientos de ohmios y C_m en picofaradios. Por ejemplo, un cristal puede tener valores como $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ y $C_m = 10$ pF.

Los cristales tiene un factor Q increíblemente alto. Para los valores dados, Q es casi 4000. El factor Q de un cristal puede fácilmente superar el valor de 10.000. Un valor de Q extremadamente alto de un cristal quiere decir que el oscilador de dicho cristal tiene una frecuencia muy estable. Podemos entender por qué esto es cierto si examinamos la Ecuación (23.9), la ecuación exacta para la frecuencia de resonancia:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}}$$

Cuando Q tiende a infinito, la frecuencia de resonancia se aproxima al valor ideal determinado por los valores de L y C, que son valores perfectamente definidos en un cristal. Por comparación, los valores de L y C de un oscilador de Colpitts tienen tolerancias grandes, lo que implica que la frecuencia será menos precisa.

Resonancia serie y paralelo

La *frecuencia de resonancia serie* f_s de un cristal es la frecuencia de resonancia de la rama LCR de la Figura 23.26*b*. A esta frecuencia, la *corriente de rama* alcanza un valor máximo porque L está en resonancia con C_s. La fórmula para esta frecuencia de resonancia es:

$$\mathbf{f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}} \tag{23.20}$$

La *frecuencia de resonancia paralelo* f_p del cristal es la frecuencia a la que la corriente de lazo de la Figura 23.26*b* alcanza un valor máximo. Dado que esta corriente de lazo debe fluir a través de la combinación serie de C_s y C_m, la capacidad paralelo equivalente es:

$$\mathbf{C_p = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s}} \tag{23.21}$$

y la frecuencia de resonancia paralelo es:

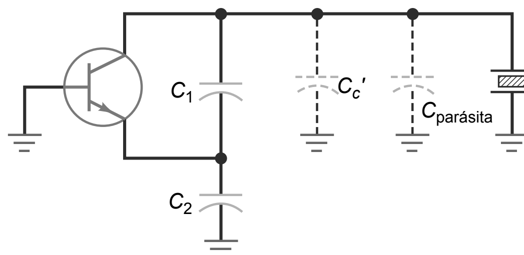
$$\mathbf{f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}} \tag{23.22}$$

En cualquier cristal, C_s es mucho menor que C_m. Por tanto, f_p es sólo ligeramente mayor que f_s. Cuando empleamos un cristal en un circuito equivalente de alterna como el de la Figura 23.27, las capacidades adicionales del circuito aparecen en paralelo con C_m. Por ello, la frecuencia de oscilación se encontrará entre f_s y f_p.

Estabilidad del cristal

La frecuencia de cualquier oscilador tiende a cambiar ligeramente con el tiempo. Esta *deriva* la produce la temperatura, el envejecimiento y otros factores. En un oscilador de cristal, la deriva de frecuencia es muy pequeña, normalmente menor que 1 parte por millón en un día. Estabilidades de este orden son importantes en relojes de pulsera digitales, porque utilizan osciladores de cristal de cuarzo como dispositivo básico de temporización.

Figura 23.27 Capacidades parásitas en paralelo con la capacidad del encapsulado.



Si colocamos un oscilador de cristal en un horno con temperatura controlada, podemos obtener una deriva de frecuencia menor de 1 parte por 10^{10} por día. Un reloj con esta deriva tardaría 300 años en adelantarse o atrasarse un segundo. Esta estabilidad es necesaria en los estándares de frecuencia y de tiempo.

Osciladores de cristal

La Figura 23.28*a* muestra un oscilador de cristal Colpitts. El divisor de tensión capacitivo produce la tensión de realimentación para la base del transistor. El cristal se comporta como un bobina en resonancia con C_1 y C_2. La frecuencia de oscilación se encuentra las frecuencias de resonancia serie y paralelo del cristal.

La Figura 23.28*b* es una variante del oscilador de cristal Colpitts. La señal de realimentación se aplica al emisor en lugar de a la base. Esta variante permite al circuito funcionar a frecuencias de resonancia muy altas.

La Figura 23.28*c* es un oscilador Clapp con FET . Su intención es mejorar la estabilidad de frecuencia reduciendo el efecto de las capacidades parásitas. La Figura 23.28*d* es un circuito conocido como **oscilador de cristal de Pierce**. Su principal ventaja es la simplicidad.

La Tabla-resumen 23.1 presenta algunas de las características de los osciladores *RC* y *LC*.

Figura 23.28 Osciladores de cristal. (*a*) Colpitts. (*b*) Variante de Colpitts. (*c*) Clapp. (*d*) Pierce.

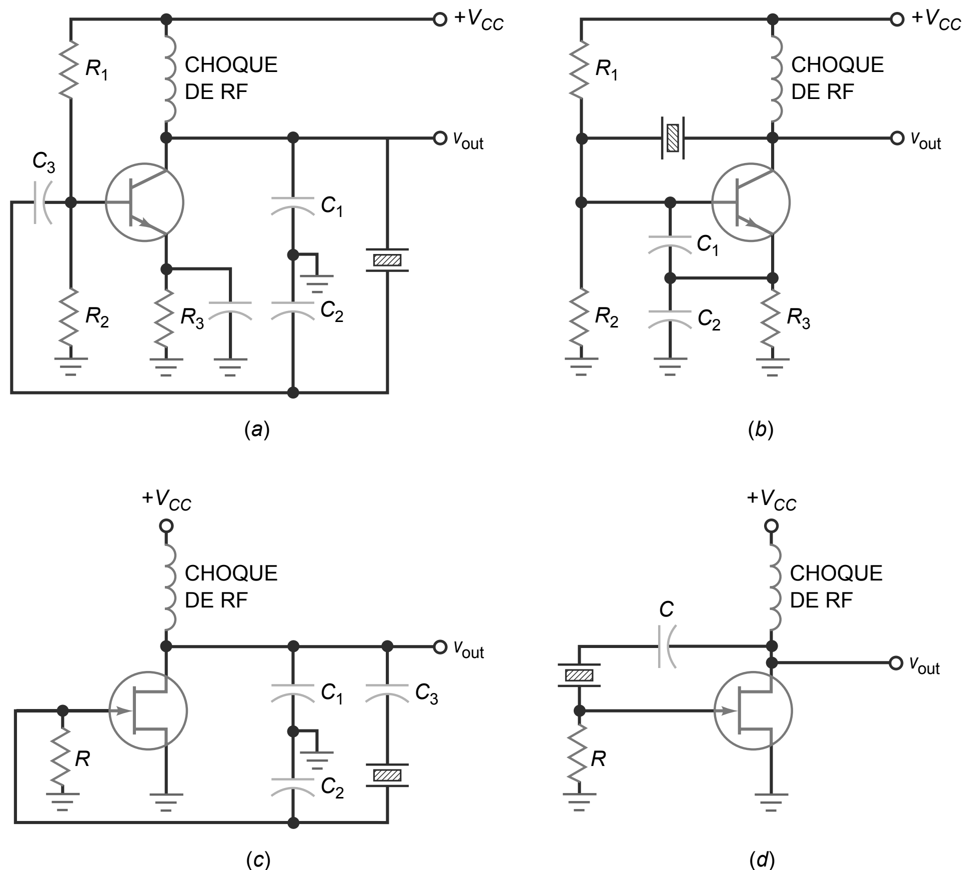


Tabla-resumen 23.1 Osciladores

Tipo	Características
osciladores *RC*	
puente de Wien	• Utiliza circuitos de realimentación de retardo-adelanto • Necesita potenciómetros para el ajuste • Salida con baja distorsión de 5 Hz a 1 MHz (ancho de banda limitado) • $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$
en doble T	• Utiliza un filtro de hendidura • Trabaja bien a una frecuencia • Es difícil ajustarlo en un amplio rango de frecuencias • $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$
desplazamiento de fase	• Utiliza 3–4 circuitos de retardo o de adelanto • No se puede ajustar en un amplio rango de frecuencias
osciladores *LC*	
Colpitts	• Utiliza una pareja de condensadores con toma intermedia. $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ • Ampliamente utilizado
Armstrong	• Utiliza un transformador para la realimentación • No se utiliza frecuentemente • $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Hartley	• Utiliza una pareja de bobinas • $L = L_1 + L_2$ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Clapp	• Utiliza condensadores con toma intermedia y un condensador en serie con una bobina • Salida estable y precisa • $C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Cristal	• Utiliza un cristal de cuarzo • Muy preciso y estable • $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$

Ejemplo 23.5

Un cristal tiene estos valores: $L = 3$ H, $C_s = 0{,}05$ pF, $R = 2$ kΩ y $C_m = 10$ pF. ¿Cuáles son las frecuencias de resonancia serie y paralelo del cristal?

SOLUCIÓN La Ecuación (23.20) proporciona la frecuencia de resonancia serie:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\,\text{H})(0{,}05\,\text{pF})}} = 411\ \text{kHz}$$

La Ecuación (23.21) proporciona la capacidad paralelo equivalente:

$$C_p = \frac{(10\ \text{pF})(0{,}05\ \text{pF})}{10\ \text{pF} + 0{,}05\ \text{pF}} = 0{,}0498\ \text{pF}$$

La Ecuación (23.22) proporciona la frecuencia de resonancia paralelo:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\,\text{H})(0{,}0498\,\text{pF})}} = 412\ \text{kHz}$$

Como podemos ver, las frecuencias serie y paralelo del cristal están muy próximas. Si este cristal se utiliza como oscilador, la frecuencia de oscilación se encontrará entre 411 y 412 kHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 23.5 Repita el Ejemplo 23.5 con $C_s = 0{,}1$ pF y $C_m = 15$ pF.

23.7 El temporizador 555

El NE555 (también denominado LM555, CA555 y MC1455) es un *temporizador integrado* ampliamente utilizado. Es un circuito que puede trabajar en dos modos: **monoestable** (un estado estable) o **aestable** (ningún estado estable). En el modo monoestable, puede generar retardos de tiempo precisos de microsegundos a horas. En el modo aestable, puede generar ondas rectangulares con un ciclo de trabajo variable.

Funcionamiento como monoestable

La Figura 23.29 ilustra el funcionamiento en modo monoestable. Inicialmente, el temporizador 555 tiene una tensión de salida a nivel bajo en la que puede permanecer de forma indefinida. Cuando el temporizador 555 recibe un *impulso de disparo* en el instante de tiempo *A*, la tensión de salida conmuta de nivel bajo a nivel alto, como se muestra. La salida permanece en estado alto durante un rato y vuelve al estado bajo después de un retardo de tiempo *W*. La salida permanecerá en estado bajo hasta que llegue otro disparo.

Un **multivibrador** es un circuito de dos estados que tiene cero, uno o dos estados estables de salida. Cuando se utiliza el temporizador 555 en modo monoestable, a veces se le denomina *multivibrador monoestable* porque sólo tiene un estado estable. Permanece estable en el estado bajo hasta que recibe un disparo, el cual hace que la

Figura 23.29 El temporizador 555 en modo monoestable.

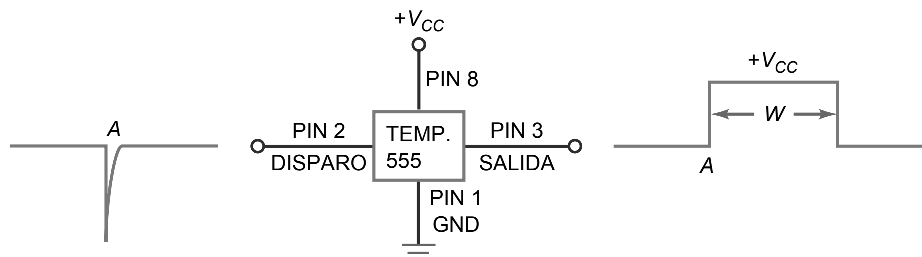
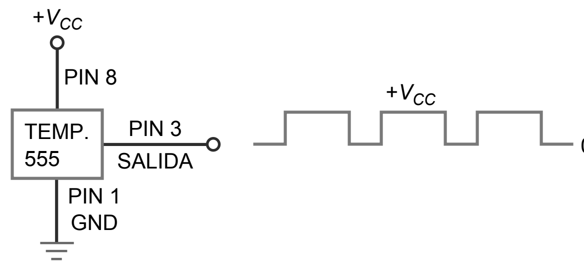


Figura 23.30 El temporizador 555 en modo aestable (oscilación libre).



salida cambie temporalmente al estado alto. Sin embargo, el estado alto no es estable porque la salida vuelve al estado bajo cuando el impulso termina.

Cuando funciona en modo monoestable, el temporizador 555 a menudo recibe el nombre de *multivibrador de un estado* porque sólo genera un impulso de salida por cada impulso de disparo de entrada. La duración de este impulso de salida puede controlarse de forma precisa mediante una resistencia y un condensador externos.

El temporizador 555 es un circuito integrado de 8 pines. La Figura 23.29 muestra cuatro de estos pines. El pin 1 está conectado a tierra y el pin 8 a la tensión de alimentación positiva. El temporizador 555 trabajará con cualquier tensión de alimentación entre +4,5 y +18 V. El impulso de disparo se aplica al pin 2 y la salida se toma en el pin 3. Los restantes pines, que no se han indicado aquí, se conectan a los componentes externos que determinan la anchura del impulso de salida.

Funcionamiento aestable

El temporizador 555 también se puede conectar para funcionar como *multivibrador aestable.* Cuando se emplea de esta manera, el temporizador 555 no tiene estados estables, lo que significa que no puede permanecer indefinidamente en ningún estado. Dicho de otra manera, oscila cuando trabaja en modo aestable y genera una señal de salida rectangular.

La Figura 23.30 muestra el temporizador 555 utilizado en el modo aestable. Como podemos ver , la salida es una serie de impulsos rectangulares. Dado que no se necesita ningún disparo de entrada para obtener una salida, el temporizador 555 que trabaja en modo aestable algunas veces se denomina *multivibrador de oscilación libre.*

Diagrama funcional de bloques

El esquemático de un temporizador 555 es complicado porque tiene aproximadamente un par de docenas de componentes conectados como diodos, espejos de corriente y transistores. La Figura 23.31 muestra un diagrama funcional del temporizador 555. Este diagrama recoge todas las ideas fundamentales que necesitamos para nuestra exposición acerca del temporizador 555.

Como se muestra en la Figura 23.31, el temporizador 555 contiene un divisor de tensión, dos comparadores, un *flip-flop RS* y un transistor *npn*. Dado que el divisor de tensión tiene resistencias iguales, el comparador superior tiene un punto de conmutación:

$$\mathbf{PCS} = \frac{2V_{CC}}{3} \qquad \textbf{(23.23)}$$

el comparador inferior tiene un punto de conmutación igual a:

$$\mathbf{PCI} = \frac{V_{CC}}{3} \qquad \textbf{23.24)}$$

En la Figura 23.31, el pin 6 está conectado al comparador superior. La tensión en el pin 6 es la tensión de umbral (*threshold*). Esta tensión procede de los componentes externos mostrados. Cuando la *tensión de umbral* es mayor que el punto PCS, el comparador superior proporciona una salida a nivel alto.

El pin 2 está conectado al comparador inferior. La tensión en el pin 2 es la tensión de disparo (*trigger*). Ésta es la tensión de disparo que se utiliza para el modo de funcionamiento monoestable del temporizador 555. Cuando el temporizador está inactivo, la tensión de disparo es un nivel alto. Cuando la tensión de disparo cae por debajo del punto PCI, el comparador inferior genera una salida a nivel alto.

El pin 4 (RESET) puede utilizarse para poner a cero la tensión de salida. El pin 5 se puede emplear para controlar la frecuencia de salida cuando el temporizador 555 se emplea en el modo aestable. En muchas aplicaciones, estos dos pines se hacen inactivos de la manera siguiente: el pin 4 se conecta a $+V_{CC}$ y el pin 5 se desacopla a tierra a través de un condensador. Más adelante veremos cómo se emplean los pines 4 y 5 en circuitos avanzados.

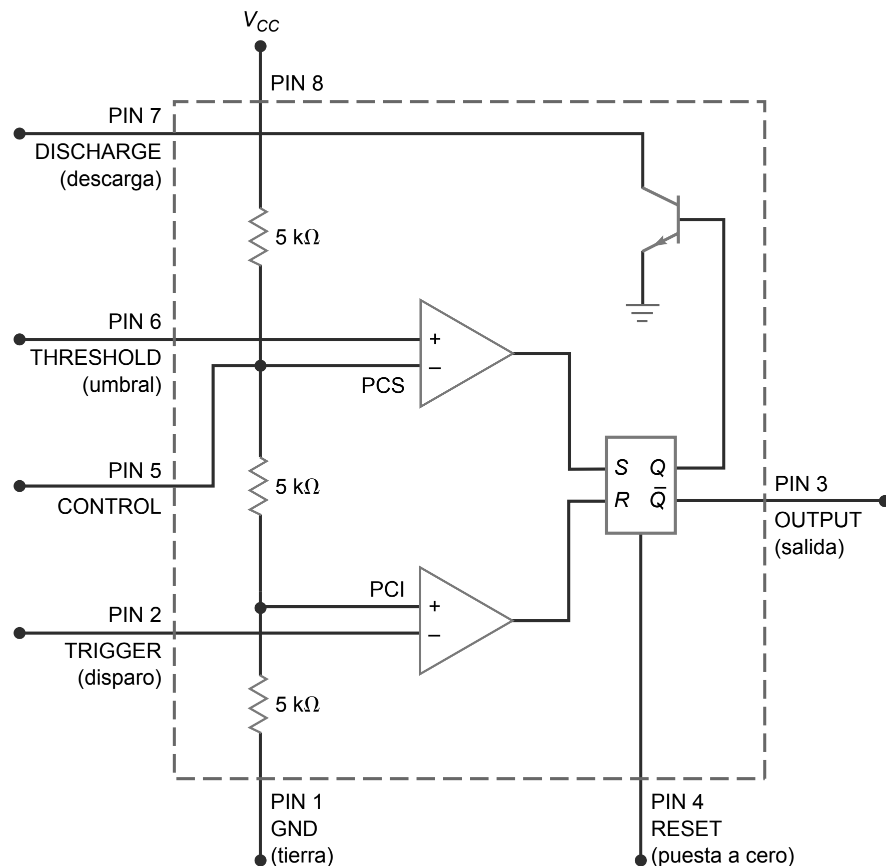


Figura 23.31 Diagrama funcional de bloques simplificado de un temporizador 555.

Flip-Flop *RS*

Antes de poder comprender cómo trabaja un temporizador 555 con componentes externos, tenemos que explicar el funcionamiento del bloque que contiene S, R, Q y $\overline{Q}$. Este bloque es un *flip-flop RS,* un circuito que tiene dos estados.

La Figura 23.32 muestra una forma de construir un *flip-flop RS*. En un circuito como éste, uno de los transistores se satura y el otro se corta. Por ejemplo, si el transistor de la derecha se satura, su tensión de colector será aproximadamente cero. Esto significa que no habrá corriente de base en el transistor de la izquierda. Como resulta-

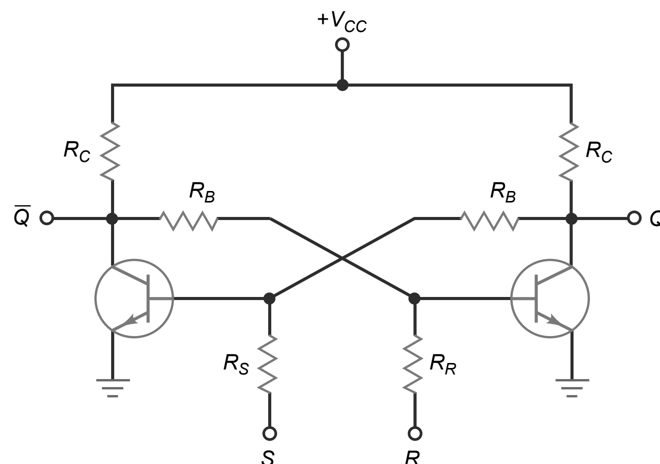


Figura 23.32 Flip-flop *RS* construido con transistores.

do el transistor de la izquierda se corta, produciendo una alta tensión de colector, la cual produce una corriente de base grande que mantiene al transistor de la derecha en saturación.

El *flip-flop RS* tiene dos salidas, Q y $\overline{Q}$. Son salidas de dos estados, bien una tensión a nivel bajo, bien una tensión a nivel alto. Además, las dos salidas siempre tienen estados opuestos. Cuando Q está a nivel bajo, $\overline{Q}$ está a nivel alto. Cuando Q está a nivel alto, $\overline{Q}$ está a nivel bajo. Por esto, se dice que $\overline{Q}$ es el *complemento de Q*. La barra superior de $\overline{Q}$ sirve para indicar que es el complemento de Q.

Podemos controlar los estados de salida con S y R. Si aplicamos una tensión positiva grande a la entrada S, podemos llevar al transistor de la izquierda a saturación, lo que hará que el transistor de la derecha entre en corte. En este caso, Q será un nivel alto y $\overline{Q}$ un nivel bajo. La entrada S a nivel alto puede entonces anularse, porque el transistor de la izquierda saturado mantendrá al otro transistor en corte.

De forma similar, podemos aplicar una tensión positiva grande a la entrada R. Esto hará que el transistor de la derecha se sature y el de la izquierda se corte. En estas condiciones, Q es un nivel bajo y $\overline{Q}$ es un nivel alto. Después de que se produce esta transición, la entrada R a nivel alto puede anularse porque ya no es necesaria.

Dado que el circuito es estable en cualquiera de los dos estados, a veces se denomina **multivibrador biestable**. Un multivibrador biestable permanece en alguno de los dos estados. La entrada S a nivel alto fuerza a Q al estado alto y la entrada R en estado alto fuerza a Q a volver al estado bajo. La salida Q permanece en un estado hasta que se dispara para llevarle al opuesto.

Por ello, en ocasiones, la entrada S se denomina *entrada set* porque pone la salida Q a nivel alto. La entrada R se denomina *entrada de reset* porque pone la entrada Q a nivel bajo.

Funcionamiento monoestable

La Figura 23.33 muestra el temporizador 555 conectado para funcionamiento en modo monoestable. El circuito utiliza una resistencia R y un condensador C externos. La tensión del condensador se utiliza como tensión de umbral para el pin 6. Cuando el disparo llega al pin 2, el circuito produce un impulso de salida rectangular en el pin 3.

La teoría de funcionamiento es la siguiente: inicialmente, la salida Q del *flip-flop RS* está a nivel alto. Esto satura al transistor y descarga la tensión del condensador a tierra. El circuito permanecerá en este estado hasta que llegue un nuevo impulso de disparo. A causa del divisor de tensión, los puntos de conmutación son los mismos que en la explicación anterior: PCS $= 2V_{CC}/3$ y PCI $= V_{CC}/3$.

Cuando la entrada de disparo cae a un valor ligeramente menor que $V_{CC}/3$, el comparador inferior resetea el flip-flop. Dado que Q ha cambiado a nivel bajo, el transistor se corta, permitiendo que el condensador se cargue. En este momento, $\overline{Q}$ ha cambiado a nivel alto. Ahora el condensador se carga exponencialmente como se muestra. Cuando la tensión del condensador es ligeramente mayor que $2V_{CC}/3$, el comparador superior pone a set el *flip-flop*. El nivel alto en Q pone al transistor en conducción, el cual descarga al condensador casi instantáneamente. En el mismo instante, $\overline{Q}$ vuelve al estado bajo y el impulso de salida termina. $\overline{Q}$ permanece a nivel bajo hasta que llega otro impulso de disparo.

La salida complementaria $\overline{Q}$ aparece en el pin 3. La anchura del impulso rectangular depende del tiempo que tarde el condensador en cargarse a través de la resistencia R. Cuanto mayor sea la constante de tiempo, más tiempo tardará la tensión del condensador en alcanzar el valor de $2V_{CC}/3$. En una constante de tiempo, el condensador puede cargarse al 63,2 por ciento de V_{CC}. Dado que $2V_{CC}/3$ es equivalente al 66,7 por ciento de V_{CC}, tarda un poco más que una constante de tiempo. Resolviendo la ecuación exponencial de carga, podemos obtener la siguiente fórmula para la anchura del impulso:

$$W = 1{,}1\,RC \qquad \textbf{(23.25)}$$

La Figura 23.34 muestra el esquemático del circuito 555 en modo monoestable, como usualmente suele encontrarse. Sólo se muestran los pines y los componentes externos. Observe que el pin 4 (reset) está conectado a $+V_{CC}$. Como se ha dicho anteriormente, esto impide al pin 4 tener ningún efecto sobre el circuito. En algunas aplicaciones, el pin 4 puede estar conectado a tierra temporalmente para suspender el funcionamiento. Cuando el pin 4 se conecta de nuevo, el funcionamiento se reanuda. En una explicación posterior describiremos este tipo de reset más detalladamente.

El pin 5 (control) es una entrada especial que se puede utilizar para cambiar el punto PCS, que cambia la anchura del impulso. Más adelante, veremos la *modulación por anchura de impulso* (PWM, *pulse-width modulation*) en la que se aplica una tensión externa al pin 5 para cambiar la anchura del impulso. Por el momento, pondremos el pin 5 a tierra como se indica. Poniendo el pin 5 a tierra de alterna, impedimos que el ruido electromagnético parásito interfiera con el funcionamiento del temporizador 555.

En resumen, el temporizador 555 en modo monoestable produce un único impulso cuya anchura queda determinada por la resistencia *R* y el condensador *C* externos utilizados en la Figura 23.34. El impulso comienza con el flanco de subida del disparo de entrada. Un funcionamiento como monoestable así tiene variadas aplicaciones en los circuitos digitales y de conmutación.

Figura 23.33 Temporizador 555 conectado para funcionamiento monoestable.

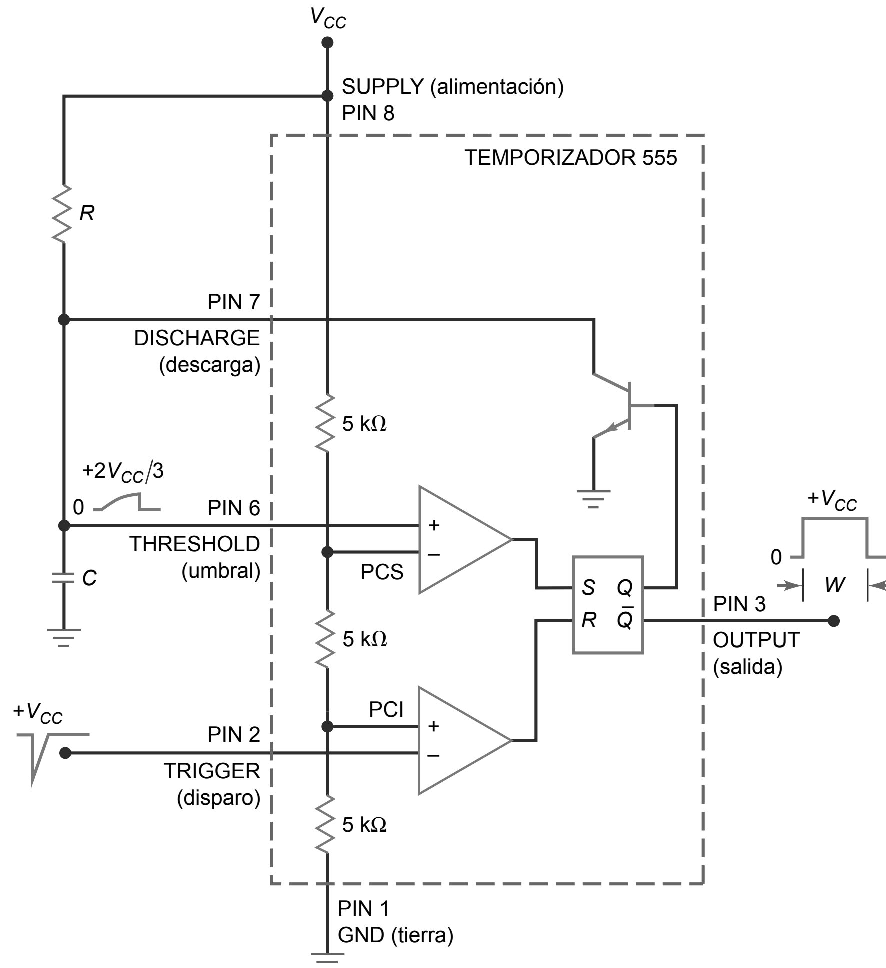
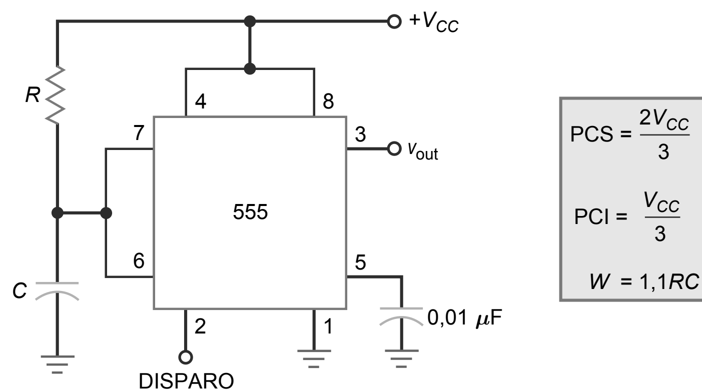


Figura 23.34 Circuito temporizador monoestable.



Ejemplo 23.6

En la Figura 23.34, $V_{CC} = 12$ V, $R = 33$ kΩ y $C = 0{,}47$ μF. ¿Cuál es la tensión de disparo mínima que produce un impulso de salida? ¿Cuál es la máxima tensión del condensador? ¿Cuál es la anchura del impulso de salida?

SOLUCIÓN Como se muestra en la Figura 23.33, el comparador inferior tiene un punto de conmutación PCI. Por tanto, el impulso de disparo de entrada en el pin 2 cae desde $+V_{CC}$ a una tensión ligeramente inferior al punto PCS. Con las ecuaciones mostradas en la Figura 23.34:

$$\text{PCI} = \frac{12\text{ V}}{3} = 4\text{ V}$$

Después de llegar el impulso de disparo, el condensador se carga desde 0 V hasta un máximo de PCS, que es:

$$\text{PCS} = \frac{2(12\text{ V})}{3} = 8\text{ V}$$

La anchura del impulso de la salida del monoestable es:

$$W = 1{,}1(33\text{ k}\Omega)(0{,}47\ \mu\text{F}) = 17{,}1\text{ ms}$$

Esto significa que el flanco de subida del impulso de salida se produce 17,1ms después de llegar el impulso de disparo. Puede pensar en estos 17,1 ms como en un retardo de tiempo, porque el flanco anterior del impulso de salida puede emplearse para disparar otro circuito.

PROBLEMA PRÁCTICO 23.6 En la Figura 23.34, cambie V_{CC} a 15 V, R a 100 kΩ y repita el Ejemplo 23.6.

Ejemplo 23.7

¿Cuál es la anchura del impulso en el circuito de la Figura 23.34 si $R = 10$ MΩ y $C = 470$ μF?

SOLUCIÓN

$$W = 1{,}1(10\text{ M}\Omega)(470\ \mu\text{F}) = 5170\text{ s} = 86{,}2\text{ min} = 1{,}44\text{ horas}$$

Se trata de una anchura de impulso de más de una hora. El flanco de subida del impulso se produce después de un retardo de tiempo de tiempo de 1,44 horas.

23.8 Funcionamiento aestable del temporizador 555

Generar retardos de tiempo desde microsegundos hasta horas es útil en muchas aplicaciones. El temporizador 555 también se puede utilizar como aestable o multivibrador de oscilación libre. En este modo, requiere dos resistencia y un condensador externos para fijar la frecuencia de las oscilaciones.

Funcionamiento aestable

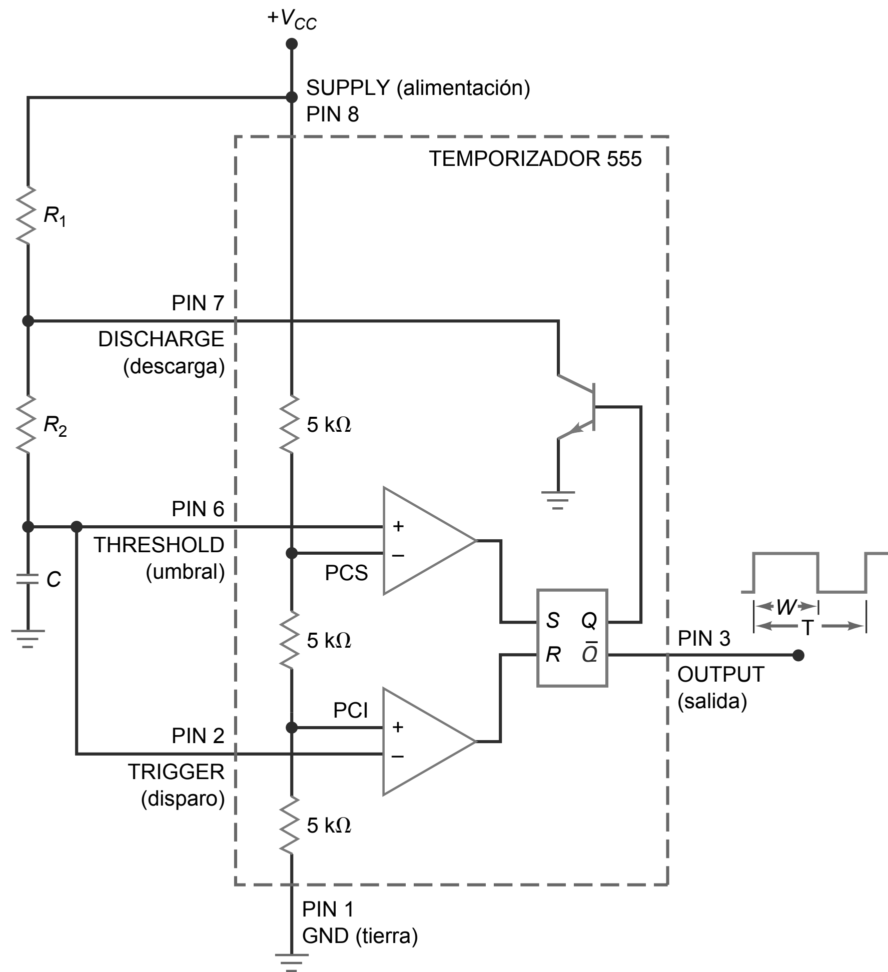
La Figura 23.35 muestra el temporizador 555 conectado para funcionar como aestable. Los puntos de conmutación son los mismos que en el funcionamiento como monoestable:

$$\text{PCS} = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$\text{PCI} = \frac{V_{CC}}{3}$$

Cuando Q es un nivel bajo, el transistor se corta y el condensador se carga a través de la resistencia total:

Figura 23.35 El temporizador 555 conectado como aestable.



$$R = R_1 + R_2$$

Luego la constante de tiempo de carga es $(R_1 + R_2)C$. Cuando el condensador se carga, la tensión de umbral (pin 6) aumenta.

En ocasiones, la tensión de umbral excede el valor de $+2V_{CC}/3$. Luego, el comparador superior pone a set el *flip-flop*. Con Q a nivel alto, el transistor se satura y pone a tierra al pin 7. El condensador ahora se descarga a través de R_2. Por tanto, la constante de tiempo de descarga es R_2C. Cuando la tensión del condensador disminuye y se hace ligeramente menor que $V_{CC}/3$, el comparador inferior resetea el *flip-flop*.

La Figura 23.36 muestra las formas de onda. El condensador de temporización presenta tensiones de subida y de bajada exponenciales que varían entre los puntos de conmutación PCS y PCI. La salida es una onda rectangular cuya amplitud varía entre 0 y V_{CC}. Dado que la constante de tiempo de carga no es igual que la constante de tiempo de descarga, la salida no es simétrica. Dependiendo de las resistencias R_1 y R_2, el ciclo de trabajo se encuentra entre el 50 y el 100 por cien.

Analizando las ecuaciones de carga y descarga, podemos deducir las fórmulas siguientes. La anchura del impulso está dada por:

$$\mathbf{W = 0{,}693(R_1 + R_2)C} \tag{23.26}$$

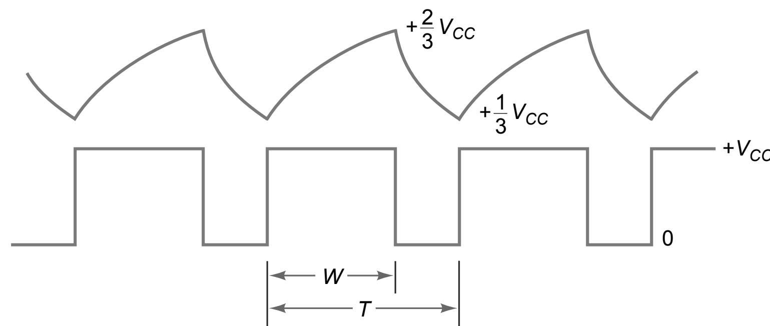
El período de la salida es igual a:

$$\mathbf{T = 0{,}693(R_1 + 2R_2)C} \tag{23.27}$$

El recíproco del período es la frecuencia:

$$\mathbf{f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C}} \tag{23.28}$$

Figura 23.36 Formas de onda del condensador y de salida en funcionamiento como aestable.



Dividiendo la anchura del impulso entre el período obtenemos el ciclo de trabajo:

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \tag{23.29}$$

Si R_1 es mucho menor que R_2, el ciclo de trabajo se aproxima al 50 por ciento. Inversamente, si R_1 es mucho mayor que R_2, el ciclo de trabajo se aproxima al 100 por cien.

La Figura 23.37 muestra el temporizador 555 aestable como normalmente aparece en un esquemático. De nuevo, fíjese en que el pin 4 (reset) está conectado a la tensión de alimentación y que el pin 5 (control) se conecta a tierra a través de un condensador de 0,01 μF.

El circuito de la Figura 23.37 puede modificarse para conseguir que el ciclo de trabajo sea menor que el 50 por ciento. Incluyendo un diodo en paralelo con R_2 (ánodo conectado al pin 7), el condensador se cargará a través de R_1 y del diodo. El condensador se descargará a través de R_2. Por tanto, el ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{23.30}$$

Funcionamiento como VCO

La Figura 23.38*a* muestra un **oscilador controlado por tensión** (VCO, *voltage-controlled oscillator*), otra aplicación del temporizador 555. En ocasiones, el circuito se denomina **convertidor de tensión-frecuencia** porque la tensión de entrada puede cambiar la frecuencia de salida.

Así es como funciona el circuito: recuerde que el pin 5 se conecta a la entrada no inversora del comparador superior (Figura 23.31). Normalmente, el pin 5 se conecta a tierra a través de un condensador , de modo que PCS es igual a $+2V_{CC}/3$. Sin embargo, en la Figura 23.38*a*, la tensión de un potenciómetro sustituye la tensión interna. En otras palabras, PCS es igual a V_{con}. Ajustando el potenciómetro, podemos cambiar el punto de conmutación PCS a un valor comprendido entre 0 y V_{CC}.

La Figura 23.38*b* muestra la forma de onda de tensión en el condensador de temporización. Observe que la forma de onda tiene un valor mínimo de $+V_{con}/2$ y un valor máximo de $+V_{con}$. Si aumentamos V_{con}, el tiempo de

Figura 23.37 Multivibrador aestable.

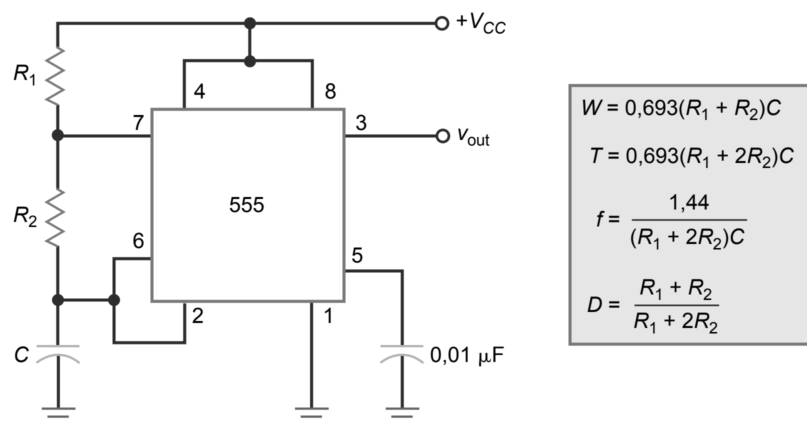
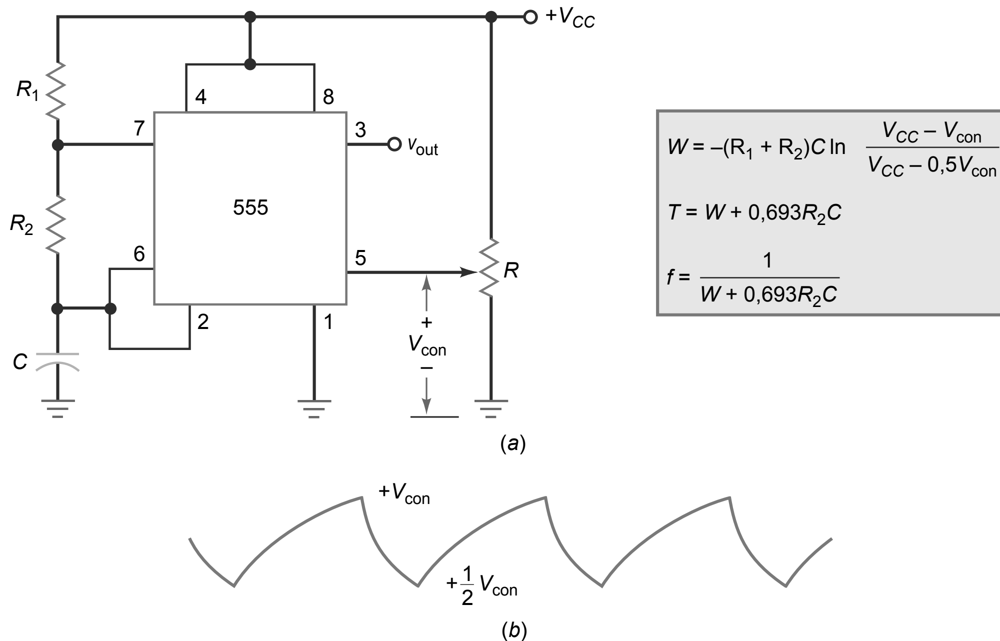


Figura 23.38 (*a*) Oscilador controlado por tensión (VCO). (*b*) Forma de onda de la tensión del condensador.



carga y descarga del condensador aumenta y, por tanto, la frecuencia disminuye. Como resultado, podemos cambiar la frecuencia del circuito variando la tensión de control. En ocasiones, la tensión de control puede obtenerse de un potenciómetro, como se muestra, o de la salida de un circuito de transistor , un amplificador operacional o algún otro dispositivo.

Analizando la carga y la descarga exponencial del condensador, podemos deducir estas ecuaciones:

$$\boldsymbol{W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - V_{con}}{V_{CC} - 0{,}5V_{con}}} \quad \textbf{(23.31)}$$

Para utilizar esta ecuación, necesitamos calcular el **logaritmo natural**, que es el logaritmo en base *e*. Si disponemos de una calculadora científica, localizaremos la tecla *ln*. El período queda determinado por:

$$\boldsymbol{T = W + 0{,}693R_2C} \quad \textbf{(23.32)}$$

y la frecuencia viene dada por:

$$\boldsymbol{f = \frac{1}{W + 0{,}693R_2C}} \quad \textbf{(23.33)}$$

Ejemplo 23.8

El temporizador 555 de la Figura 23.37 utiliza los siguientes valores de circuito: $R_1 = 75\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 30\ \text{k}\Omega$ y $C =$ 47 nF. ¿Cuál es la frecuencia de la señal de salida? ¿Y el ciclo de trabajo?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones dadas en la Figura 23.37:

$$f = \frac{1.44}{(75\ \text{k}\Omega + 60\ \text{k}\Omega)(47\ \text{nF})} = 227\ \text{Hz}$$

$$D = \frac{75\,\text{k}\Omega + 30\,\text{k}\Omega}{75\,\text{k}\Omega + 60\,\text{k}\Omega} = 0{,}778$$

Esto es equivalente al 77,8 por ciento.

PROBLEMA PRÁCTICO 23.8 Repita el Ejemplo 23.8 con R_1 y $R_2 = 75\ k\Omega$.

Ejemplo 23.9

El VCO de la Figura 23.38*a* utiliza los mismos valores para R_1, R_2 y C que en el Ejemplo 23.8. Determinar la frecuencia y el ciclo de trabajo cuando V_{con} es igual a 11 V. Determinar la frecuencia y el ciclo de trabajo cuando V_{con} es 1 V.

SOLUCIÓN Utilizando las ecuaciones de la Figura 23.38:

$$W = -(75\ \text{k}\Omega + 30\ \text{k}\Omega)(47\ \text{nF}) \ln \frac{12\ \text{V} - 11\ \text{V}}{12\ \text{V} - 5{,}5\ \text{V}} = 9{,}24\ \text{ms}$$

$$T = 9{,}24\ \text{ms} + 0{,}693(30\ \text{k}\Omega)(47\ \text{nF}) = 10{,}2\ \text{ms}$$

El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{W}{T} = \frac{9{,}24\ \text{ms}}{10{,}2\ \text{ms}} = 0{,}906$$

La frecuencia es:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10{,}2\ \text{ms}} = 98\ \text{Hz}$$

Cuando V_{con} es 1 V, los cálculos son los siguientes:

$$W = -(75\ \text{k}\Omega + 30\ \text{k}\Omega)(47\ \text{nF}) \ln \frac{12\ \text{V} - 1\ \text{V}}{12\ \text{V} - 0{,}5\ \text{V}} = 0{,}219\ \text{ms}$$

$$T = 0{,}219\ \text{ms} + 0{,}693(30\ \text{k}\Omega)(47\ \text{nF}) = 1{,}2\ \text{ms}$$

$$D = \frac{W}{T} = \frac{0{,}219\ \text{ms}}{1{,}2\ \text{ms}} = 0{,}183$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1{,}2\ \text{ms}} = 833\ \text{Hz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.9 Repita el Ejemplo 23.9 con $V_{CC} = 15$ V y $V_{con} = 10$ V.

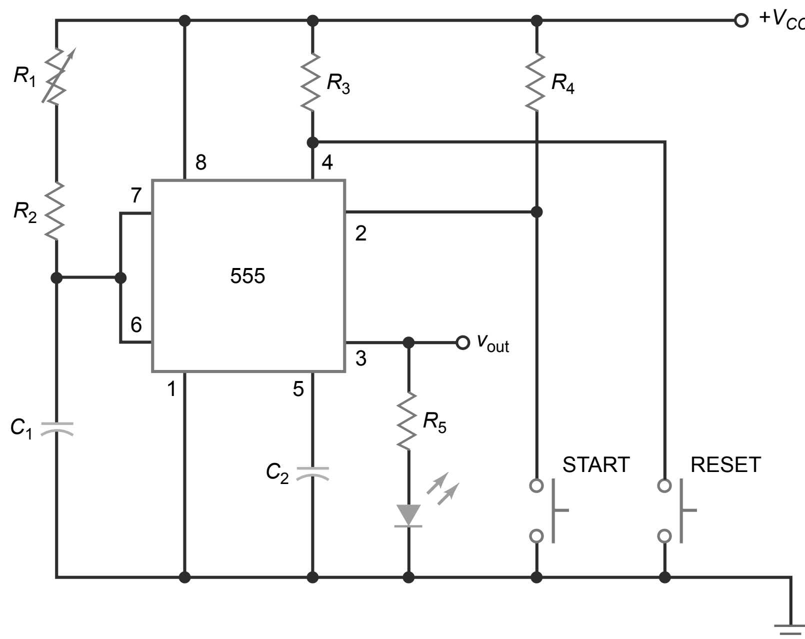
23.9 Circuitos 555

La etapa de salida de un temporizador 555 puede suministrar (fuente de corriente) 200 mA. Esto significa que una salida a nivel alto puede generar hasta 200 mA de corriente de carga. Por esto, el temporizador 555 puede excitar cargas relativamente fuertes como relés, lámparas y altavoces. La etapa de salida de un temporizador 555 también puede actuar como *sumidero* y absorber 200 mA. Esto quiere decir que una salida a nivel bajo puede permitir que circulen hasta 200 mA hacia tierra. Por ejemplo, cuando un temporizador 555 excita una carga TTL, el temporizador entrega corriente (actúa como fuente) cuando la salida es un nivel alto y absorbe corriente (sumidero) cuando la salida está a nivel bajo. En esta sección, vamos a ver algunas aplicaciones del temporizador 555.

Arranque y reinicio

La Figura 23.39 muestra un circuito con una serie de modificaciones al temporizador monoestable mostrado anteriormente. Para empezar, la entrada de disparo (pin 2) está controlada por un interruptor pulsador (START). Puesto que el interruptor está normalmente abierto, el pin 2 está a nivel alto y el circuito está inactivo.

Figura 23.39 Temporizador monoestable con anchura de pulso ajustable y botones START y RESET.



Cuando alguien pulsa y mantiene el interruptor START pulsado, el pin 2 se conecta temporalmente a tierra. Por tanto, la salida pasa a nivel alto y el LED se enciende. El condensador C_1 se carga positivamente, como se ha descrito anteriormente. La constante de tiempo de car ga puede variarse con R_1. De esta forma, podemos obtener retardos de tiempo de segundos hasta horas. Cuando la tensión del condensador es ligeramente mayor que 2 $V_{CC}/3$, el circuito se reinicia y la salida se pone a nivel bajo. Cuando esto ocurre, el LED se apaga.

Observe el interruptor RESET, que puede utilizarse para resetear el circuito en cualquier instante durante el impulso de salida. Dado que el interruptor está normalmente abierto, el pin 4 está a nivel alto y no tiene ningún efecto sobre el funcionamiento del temporizador. Sin embargo, cuando el interruptor RESET está cerrado, el pin 4 se conecta a tierra y la salida se pone a cero (se resetea). El interruptor de RESET se incluye porque el usuario puede desear dar fin a la señal de salida a nivel alto. Por ejemplo, si la anchura del impulso de salida se ha establecido en 5 minutos, el usuario puede finalizar prematuramente dicho impulso pulsando el botón de RESET.

En ocasiones, la señal de salida v_{out} puede emplearse para excitar un relé, un FET de potencia, un IGBT, un timbre, etc. El LED sirve como indicador de que se está suministrando a algún otro circuito la salida a nivel alto.

Sirenas y alarmas

La Figura 23.40 muestra cómo utilizar un temporizador 555 en modo aestable como sirena o alarma. Normalmente, el interruptor ALARM está cerrado, lo que hace que el pin 4 quede conectado a tierra. En este caso, el temporizador 555 está inactivo y no hay señal de salida. Sin embar go, cuando el interruptor ALARM está abierto, el circuito generará una salida rectangular cuya frecuencia queda determinada por R_1, R_2 y C_1.

La salida del pin 3 excita a un altavoz a través de una resistencia R_4. El valor de esta resistencia depende de la tensión de alimentación y de la impedancia del altavoz. La impedancia de la rama que contiene a R_4 y el altavoz debe limitar la corriente de salida a 200 mAo menos, porque ésta es la corriente máxima que un temporizador 555 puede suministrar.

El circuito de la Figura 23.40 puede modificarse para producir más potencia de salida para el altavoz. Por ejemplo, podemos utilizar la salida del pin 3 para excitar un amplificador de potencia *push-pull* de clase B, la salida de la que entonces se alimentará el altavoz.

Modulador por anchura de impulso

La Figura 23.41 muestra un circuito utilizado para la modulación **PWM (*pulse-width modulation*)**. El temporizador 555 está conectado en modo monoestable. Los valores de R, C, PCS y V_{CC} determinan la anchura del impulso de salida como sigue:

Figura 23.40 Circuito 555 en modo aestable utilizado como sirena o alarma.

$$W = -RC \ln\left(1 - \frac{\text{UTP}}{V_{CC}}\right) \tag{23.34}$$

Una señal de baja frecuencia denominada **señal moduladora** está acoplada capacitivamente en el pin 5. Esta señal moduladora son datos de voz o informáticos. Dado que el pin 5 controla el valor de PCS, v_{mod} se suma al punto de conmutación PCS de reposo. Por tanto, el PCS instantáneo está dado por:

$$\text{PCS} = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{mod} \tag{23.35}$$

Por ejemplo, si $V_{CC} = 12$ V y la señal moduladora tiene un valor de pico de 1 V, entonces aplicando la Ecuación (23.31) tenemos:

Figura 23.41 Temporizador 555 conectado como modulador por anchura de impulso.

$$PCS_{máx} = 8\ V + 1\ V = 9\ V$$
$$PCS_{mín} = 8\ V - 1\ V = 7\ V$$

Esto quiere decir que el PCS instantáneo varía sinusoidalmente entre 7 y 9 V.

Un tren de impulsos de disparo denominado señal de *reloj* es la entrada al pin 2. Cada impulso de disparo produce un impulso de salida. Dado que el período de los disparos es T, la salida será una serie de impulsos rectangulares con un período igual a T. La señal moduladora no tiene efecto sobre el período T, pero cambia la anchura de cada uno de los impulsos de salida. En el punto A, el pico positivo de la señal moduladora, el impulso de salida tendrá la anchura mostrada. En el punto B, el pico negativo de la señal moduladora, el pulso de salida será más estrecho.

La modulación PWM se utiliza en comunicaciones. Permite a una señal moduladora de baja frecuencia (voz o datos) cambiar la anchura del impulso de una señal de alta frecuencia denominada **portadora**. La portadora modulada puede transmitirse a través de cables de cobre, cables de fibra óptica o a través del espacio hasta un receptor. El receptor recupera la señal moduladora para excitar un altavoz (voz) o una computadora (datos).

Modulación por posición del impulso

Con la modulación PWM, la anchura del impulso cambia, pero el período es constante porque está determinado por la frecuencia de los disparos de entrada. Puesto que el período es fijo, la posición de cada impulso es la misma, lo que significa que el flanco de subida del impulso siempre se produce después de un intervalo fijo de tiempo.

La modulación **PPM (*Pulse-position modulation*)** es diferente. En este tipo de modulación, la posición (flanco de subida) de cada impulso cambia. Con la modulación PPM, tanto la anchura como el período de los impulsos varía con la señal moduladora.

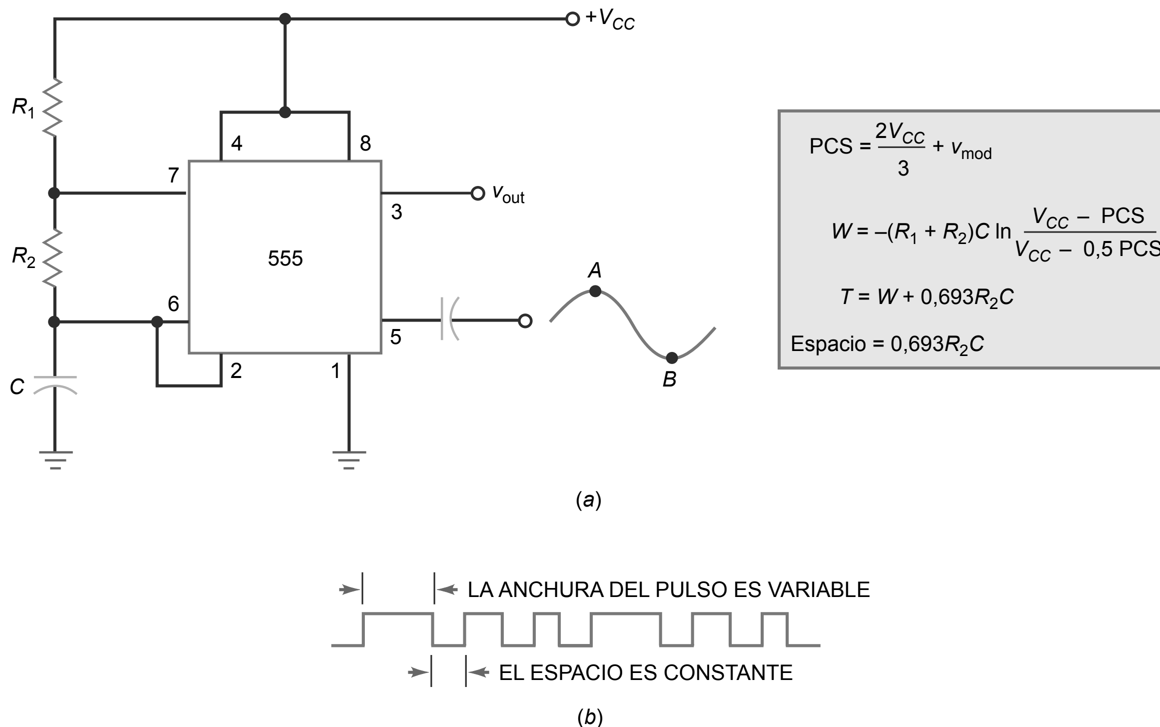
La Figura 23.42*a* muestra un *modulador por posición del impulso.* Es similar al VCO visto anteriormente. Dado que la señal moduladora se acopla al pin 5, el PCS instantáneo está dado por la Ecuación (23.35):

$$PCS = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{mod}$$

Cuando la señal moduladora aumenta, el PCS aumenta y la anchura del impulso aumenta. Cuando la señal moduladora decrece, el PCS también disminuye y la anchura del impulso disminuye. Por tanto, la anchura del impulso varía como se muestra en la Figura 23.42*b*.

Las ecuaciones para determinar la anchura del impulso y el período son:

Figura 23.42 Temporizador 555 conectado como modulador por posición del impulso.



$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - \text{PCS}}{V_{CC} - 0{,}5\,\text{PCS}} \tag{23.36}$$

$$T = W + 0{,}693 R_2 C \tag{23.37}$$

En la Ecuación (23.37), el segundo término es el *espacio* entre impulsos:

$$\text{Espacio} = 0{,}693 R_2 C \tag{23.38}$$

Este espacio es el tiempo que transcurre entre el flanco posterior de un impulso y el flanco anterior del siguiente impulso. Dado que V_{con} no aparece en la Ecuación (23.38), el espacio entre impulsos es constante, como se muestra en la Figura 23.42*b*.

Puesto que el espacio es constante, la posición del flanco anterior de cualquier impulso depende de la anchura del impulso anterior. Por esta razón, este tipo de modulación se denomina *modulación por posición del impulso.* Al igual que la modulación PWM, la modulación PPM se utiliza en sistemas de comunicaciones para transferir voz o datos.

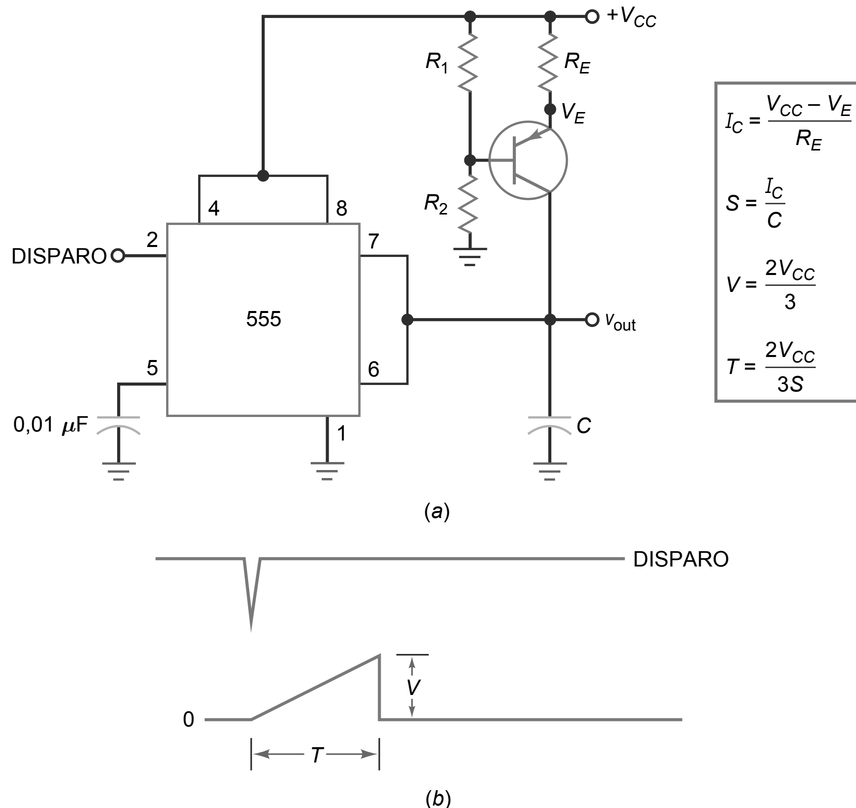
Generación de rampas

La carga de un condensador a través de una resistencia produce una forma de onda exponencial. Si utilizamos una fuente de corriente constante en lugar de una resistencia para cargar un condensador, la tensión del mismo será una rampa. Ésta es la idea que hay detrás del circuito de la Figura 23.43*a*. Hemos reemplazado la resistencia de un circuito monoestable por una fuente de corriente *pnp* que produce una corriente de carga constante e igual a:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \tag{23.39}$$

Cuando un disparo inicia al temporizador 555 monoestable de la Figura 23.43*a*, la fuente de corriente *pnp* fuerza una corriente de carga constante en el condensador. Por tanto, la tensión en el condensador es una rampa, como se muestra en la Figura 23.43*b*. La pendiente *S* de la rampa está dada por:

Figura 23.43 (*a*) El transistor de unión bipolar y el temporizador 555 producen una rampa de salida. (*b*) Forma de onda de disparo y la rampa.



$$S = \frac{I_C}{C} \qquad (23.40)$$

Dado que la tensión del condensador alcanza un valor máximo de $2V_{CC}/3$ antes de descargarse, el valor de pico de la rampa mostrada en la Figura 23.43*b* es:

$$V = \frac{2V_{CC}}{3} \qquad (23.41)$$

y la duración *T* de la rampa es:

$$T = \frac{2V_{CC}}{3S} \qquad (23.42)$$

Ejemplo 23.10

Un modulador por anchura de impulso como el de la Figura 23.41 tiene los valores siguientes: $V_{CC} = 12$ V, $R =$ 9.1 kΩ y $C = 0{,}01\ \mu$F. El reloj tiene una frecuencia de 2,5 kHz. Si una señal moduladora tiene un valor de pico de 2 V, ¿cuál es el período de los impulsos de salida? ¿Cuál es la anchura del impulso en reposo? ¿Cuáles son las anchuras mínima y máxima del impulso? ¿Cuáles son los ciclos de trabajo mínimo y máximo?

SOLUCIÓN El período de los impulsos de salida es igual al período de la señal de reloj:

$$T = \frac{1}{2{,}5\text{ kHz}} = 400\ \mu\text{s}$$

La anchura del impulso en reposo es:

$$W = 1{,}1RC = 1{,}1(9{,}1\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 100\ \mu\text{s}$$

Aplicando la Ecuación (23.35), calculamos los valores mínimo y máximo del punto PCS:

$$\text{PCS}_{\text{mín}} = 8\text{ V} - 2\text{ V} = 6\text{ V}$$

$$\text{PCS}_{\text{máx}} = 8\text{ V} + 2\text{ V} = 10\text{ V}$$

Ahora, calculamos las anchuras mínima y máxima utilizando la Ecuación (23.34):

$$W_{\text{mín}} = -(9{,}1\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ln\left(1 - \frac{6\text{ V}}{12\text{ V}}\right) = 63{,}1\ \mu\text{s}$$

$$W_{\text{máx}} = -(9{,}1\text{ k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ln\left(1 - \frac{10\text{ V}}{12\text{ V}}\right) = 163\ \mu\text{s}$$

Los ciclos de trabajo mínimo y máximo son:

$$D_{\text{mín}} = \frac{63{,}1\ \mu\text{s}}{400\ \mu\text{s}} = 0{,}158$$

$$D_{\text{máx}} = \frac{163\ \mu\text{s}}{400\ \mu\text{s}} = 0{,}408$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.10 Siguiendo con el Ejemplo 23.10, cambie V_{CC} a 15 V. Calcule la anchura máxima del impulso y el ciclo de trabajo mínimo.

Ejemplo 23.11

Un modulador por posición del impulso como el de la Figura 23.42 tiene los siguientes valores: $V_{CC} = 12$ V, $R_1 =$ 3,9 kΩ, $R_2 = 3$ kΩ y $C = 0{,}01\ \mu$F. ¿Cuál es la anchura en reposo y el período de los impulsos de salida? Si una señal moduladora tiene un valor de pico de 1,5 V, determine las anchuras mínima y máxima del impulso. ¿Cuál es el espacio entre impulsos?

SOLUCIÓN Sin señal moduladora, el período de los impulsos de salida es el de un temporizador 555 utilizado como multivibrador aestable. Con las Ecuaciones (23.26) y (23.27), podemos calcular la anchura y el período en reposo como sigue:

$$W = 0{,}693(3{,}9\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 47{,}8\ \mu\text{s}$$

$$T = 0{,}693(3.9\ \text{k}\Omega + 6\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 68{,}6\ \mu\text{s}$$

Con la Ecuación (23.35), calculamos los valores mínimo y máximo del PCS:

$$PCS_{mín} = 8\ \text{V} - 1{,}5\ \text{V} = 6{,}5\ \text{V}$$
$$PCS_{máx} = 8\ \text{V} + 1{,}5\ \text{V} = 9{,}5\ \text{V}$$

Aplicando la Ecuación (23.36), obtenemos las anchuras mínima y máxima del impulso:

$$W_{mín} = -(3{,}9\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ \ln\frac{12\ \text{V} - 6{,}5\ \text{V}}{12\ \text{V} - 3{,}25\ \text{V}} = 32\ \mu\text{s}$$

$$W_{máx} = -(3{,}9\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})\ \ln\frac{12\ \text{V} - 9{,}5\ \text{V}}{12\ \text{V} - 4{,}75\ \text{V}} = 73{,}5\ \mu\text{s}$$

Con la Ecuación (23.37), obtenemos los valores mínimo y máximo del período:

$$T_{mín} = 32\ \mu\text{s} + 0{,}693(3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 52{,}8\ \mu\text{s}$$

$$T_{máx} = 73.5\ \mu\text{s} + 0{,}693(3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 94{,}3\ \mu\text{s}$$

El espacio entre el flanco posterior de cualquier impulso y el flanco anterior del siguiente impulso es:

$$\text{Espacio} = 0{,}693(3\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F}) = 20{,}8\ \mu\text{s}$$

Ejemplo 23.12

El generador de rampa de la Figura 23.43 tiene una corriente de colector constante de 1 mA. Si $V_{CC} = 15$ V y $C = 100$ nF, ¿cuál es la pendiente de la rampa de salida? ¿Cuál es su valor de pico? ¿Cuál es la duración?

SOLUCIÓN La pendiente es:

$$S = \frac{1\ \text{mA}}{100\ \text{nF}} = 10\ \text{V/ms}$$

El valor de pico es:

$$V = \frac{2(15\ \text{V})}{3} = 10\ \text{V}$$

La duración de la rampa es:

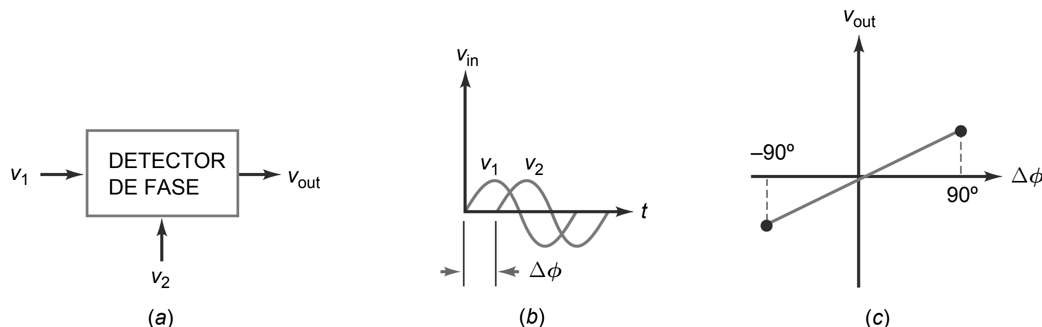
$$T = \frac{2(15\ \text{V})}{3(10\ \text{V/ms})} = 1\ \text{ms}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.12 Utilizando la Figura 23.43, con $V_{CC} = 12$ V y $C = 0{,}2\ \mu$F, repita el Ejemplo 23.12.

23.10 El PLL

Un **PLL (*phase-locked loop*, bucle de enganche de fase)** contiene un detector de fase, un amplificador de continua, un filtro paso bajo y un VCO (*voltage-controlled oscillator*, oscilador controlado por tensión). Cuando se aplica a un PLL una señal de entrada de frecuencia f_{in}, el VCO producirá una frecuencia de salida igual a f_{in}.

Figura 23.44 (*a*) El detector de fase tiene dos señales de entrada y una señal de salida. (*b*) Ondas sinusoidales de la misma frecuencia y fases diferentes. (*c*) La salida del detector de fase es directamente proporcional a la diferencia de fase.



Detector de fase

La Figura 23.44*a* muestra un **detector de fase**, la primera etapa de un PLL. Este circuito genera una tensión de salida proporcional a la diferencia de fase entre dos señales de entrada. Por ejemplo, la Figura 23.44 *b* muestra dos señales de entrada con un desfase de $\Delta\phi$. El detector de fase responde a este desfase generando una tensión continua de salida, que es proporcional a $\Delta\phi$, como se muestra en la Figura 23.44*c*.

Cuando v_1 adelanta a v_2, como se muestra en la Figura 23.44*b*, $\Delta\phi$ es positivo. Si v_1 se retrasa con respecto a v_2, $\Delta\phi$ será negativo. Un detector de fase típico produce una respuesta lineal entre $-90°$ y $+90°$, como se muestra en la Figura 23.44*c*. Como podemos ver, la salida del detector de fase es cero cuando $\Delta\phi = 0°$. Si $\Delta\phi$ se encuentra entre 0° y 90°, la salida es una tensión positiva. Si $\Delta\phi$ está entre 0° y $-90°$, la salida es una tensión negativa. La idea fundamental aquí es que el detector de fase produce una tensión de salida que es directamente proporcional a la diferencia de fase entre sus dos señales de entrada.

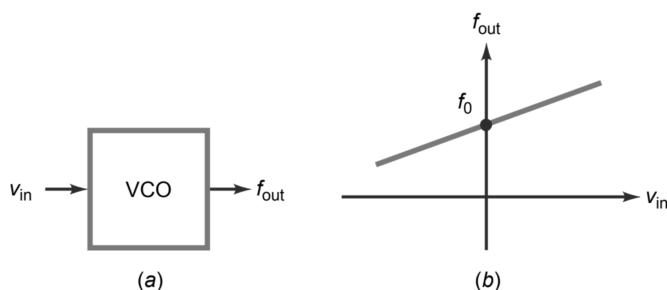
VCO

En la Figura 23.45*a*, la tensión de entrada v_{in} al VCO determina la frecuencia de salida f_{out}. Un VCO típico puede variar en un rango de frecuencias 10:1. Además, la variación es lineal como se muestra en la Figura 23.45 *b*. Cuando la tensión de entrada al VCO es cero, el VCO entra en oscilación libre a una frecuencia de reposo f_0. Cuando la tensión de entrada es positiva, la frecuencia del VCO es mayor que f_0. Si la tensión de entrada es negativa, la frecuencia del VCO es menor que f_0.

Diagrama de bloques de un PLL

La Figura 23.46 muestra un diagrama de bloques de un PLL. El detector de fase genera una tensión continua que es proporcional a la diferencia de fases de sus dos señales de entrada. La tensión de salida del detector de fase normalmente es pequeña, por tanto, la segunda etapa es un amplificador de continua. La diferencia de fase amplificada se filtra antes de aplicarse al VCO. Observe que la salida del VCO se realimenta al detector de fase.

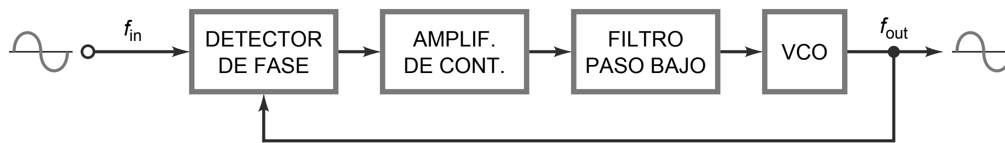
Figura 23.45 (*a*) La tensión de entrada controla la frecuencia de salida del VCO. (*b*) La frecuencia de salida es directamente proporcional a la tensión de entrada.



INFORMACIÓN ÚTIL

La función de transferencia o ganancia de conversión K de un VCO puede expresarse como la desviación de frecuencia Δf por variación unitaria, o ΔV en la tensión continua de entrada. Expresado matemáticamente, $K = \Delta f/\Delta V$, donde K es la función de transferencia de entrada/salida especificada en hercios por voltio.

Figura 23.46 Diagrama de bloques de un PLL.



La frecuencia de entrada es igual a la frecuencia de oscilación libre

Para comprender el funcionamiento del PLL, comencemos con el caso de que la frecuencia de entrada es igual a f_0, la frecuencia de oscilación libre del VCO o frecuencia natural. En este caso, las dos señales de entrada del detector de fase tienen la misma frecuencia y la misma fase. Por tanto, la diferencia de fase $\Delta\phi$ es 0° y la salida del detector de fase es cero. Como resultado, la tensión de entrada al VCO es cero, lo que significa que el VCO oscila libremente con una frecuencia de f_0. Mientras que la frecuencia y la fase de la señal de entrada no varíen, la tensión de entrada al VCO será cero.

La frecuencia de entrada es distinta de la frecuencia de oscilación libre

Supongamos que las frecuencias de entrada y natural del VCO son iguales a 10 kHz. Ahora, supongamos que la frecuencia de entrada aumenta a 11 kHz. Este incremento se reflejará en un incremento de fase, ya que v_1 adelanta a v_2 al final del primer ciclo, como se muestra en la Figura 23.47*a*. Dado que la señal de entrada está adelantada respecto de la señal del VCO, $\Delta\phi$ es positivo. En este caso, el detector de fase de la Figura 23.46 produce una tensión de salida positiva, que después de ser amplificada y filtrada, incrementa la frecuencia del VCO.

La frecuencia del VCO aumentará hasta igualarse a 11 kHz, la frecuencia de la señal de entrada. Cuando la frecuencia del VCO es igual a la frecuencia de entrada, el VCO está *enganchado* a la señal de entrada. Incluso aunque cada una de las señales de entrada del detector de fase tenga una frecuencia de 11 kHz, las señales estarán desfasadas, como se muestra en la Figura 23.47*b*. Esta diferencia de fase positiva produce la tensión necesaria para mantener la frecuencia del VCO ligeramente por encima de su frecuencia natural o de oscilación libre.

Si la frecuencia de entrada aumenta más, la frecuencia del VCO también aumentará lo necesario para mantener el enganche. Por ejemplo, si la frecuencia de entrada aumenta a 12kHz, la frecuencia del VCO aumentará a 12 kHz. La diferencia de fase entre las dos señales de entrada aumentará lo que sea necesario para generar la tensión de control correcta para el VCO.

Rango de enganche

El **rango de enganche** de un PLL es el rango de frecuencias de entrada en el que el VCO puede permanecer enganchado a la frecuencia de entrada. Está relacionado con la diferencia de fase máxima que puede detectar. En esta exposición, hemos supuesto que el detector de fase puede generar una tensión de salida para $\Delta\phi$ entre $-90°$ y $+90°$. Dentro de estos límites, el detector de fase produce una tensión máxima de salida, positiva o negativa.

Si la frecuencia de entrada es demasiado baja o demasiado alta, la diferencia de fase quedará fuera del rango comprendido entre $-90°$ y $+90°$. Por tanto, el detector de fase no podrá generar la tensión adicional necesaria para que el VCO se mantenga enganchado. Por tanto, fuera de estos límites, el PLL no podrá seguir a la señal de entrada.

Figura 23.47 (*a*) Un aumento de la frecuencia de v_1 produce una diferencia de fase. (*b*) Aparece una diferencia de fase después de que la frecuencia del VCO aumente.

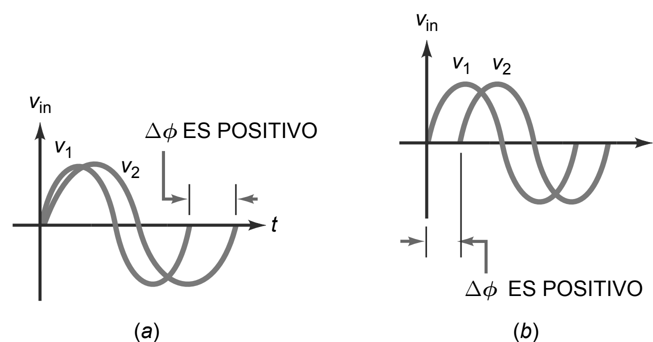


Figura 23.48 (*a*) La capacidad variable cambia la frecuencia de resonancia del oscilador LC. (*b*) La onda sinusoidal se ha modulado en frecuencia.



El rango de enganche normalmente se especifica como un porcentaje de la frecuencia del VCO. Por ejemplo, si la frecuencia del VCO es 10 kHz y el rango de enganche es del ±20 por ciento, el PLL permanecerá enganchado en cualquier frecuencia comprendida entre 8 y 12 kHz.

Rango de captura

El rango de captura es diferente. Supongamos que la frecuencia de entrada se encuentra fuera del rango de enganche. Entonces, el VCO estará en oscilación libre a la frecuencia de 10 kHz. Ahora, supongamos que la frecuencia de entrada varía acercándose a la frecuencia del VCO. En algún punto, el PLL podrá seguir (engancharse) a la frecuencia de entrada. El rango de las frecuencias de entrada dentro del cual el PLL puede restablecer el enganche es lo que se denomina **rango de captura**.

El rango de captura se especifica como un porcentaje de la frecuencia de oscilación libre. Si $f_0 = 10$ kHz y el rango de captura es del ±5 por ciento, el PLL podrá seguir a cualquier frecuencia de entrada comprendida entre 9,5 y 10,5 kHz. Normalmente, el rango de captura es menor que el rango de enganche, porque el primero depende de la frecuencia de corte del filtro paso bajo. Cuanto menor sea la frecuencia de corte, menor será el rango de captura.

La frecuencia de corte del filtro paso bajo se mantiene baja para impedir que componentes de alta frecuencia, como por ejemplo, ruido u otras señales no deseadas lleguen al VCO. Cuanto más baja sea la frecuencia de corte del filtro, más limpia será la señal que excite al VCO. Por tanto, un diseñador tendrá que llegar a un compromiso entre el rango de captura y el ancho de banda del filtro paso bajo para conseguir una señal limpia para el VCO.

Aplicaciones

Un PLL puede emplearse, fundamentalmente, de dos maneras diferentes. En primer lugar, puede utilizarse para seguir a una señal de entrada. La frecuencia de salida será entonces igual a la frecuencia de entrada. Esta aplicación presenta la ventaja de limpiar una señal de entrada ruidosa, porque el filtro paso bajo eliminará el ruido y otras componentes de alta frecuencia. Dado que la señal de salida procede del VCO, la salida final será estable y estará prácticamente libre de ruido.

En segundo lugar, un PLL puede utilizarse como demodulador de FM. La teoría de la **modulación de frecuencia (FM)** se explica en los cursos sobre comunicaciones, por lo que aquí sólo proporcionaremos la idea básica. El oscilador *LC* de la Figura 23.48*a* utiliza una capacidad variable. Si una señal moduladora controla esta capacidad, la salida del oscilador estará *modulada en frecuencia*, como se muestra en la Figura 23.48 *b*. Observe que la frecuencia de esta onda de FM varía desde un mínimo a un máximo, correspondiéndose con los picos mínimo y máximo de la señal moduladora.

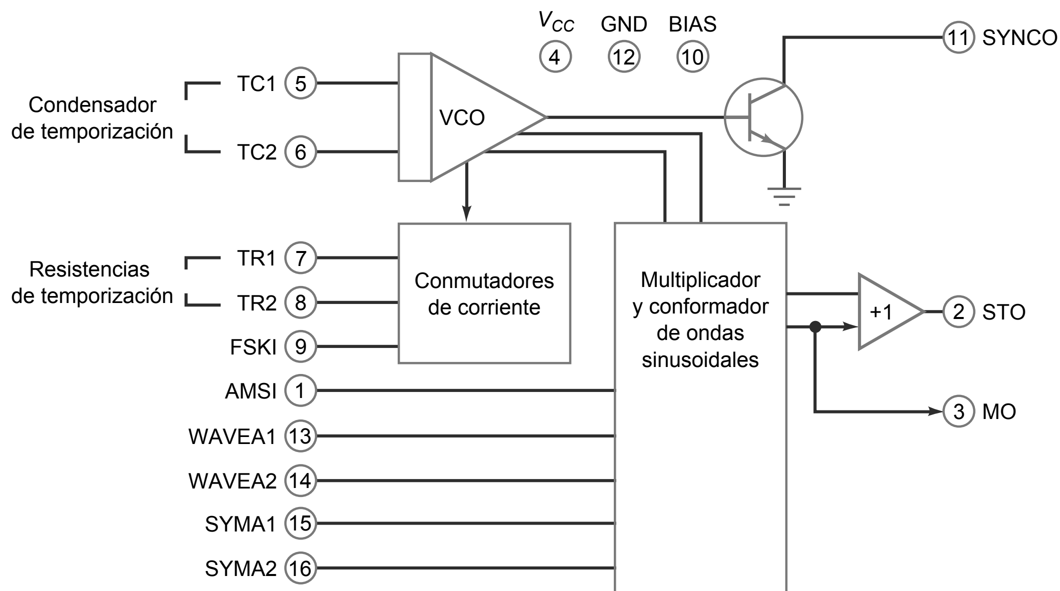
Si la señal de FM es la entrada de un PLL, la frecuencia del VCO seguirá a la señal de FM. Como la frecuencia del VCO varía, $\Delta\phi$ sigue las variaciones de la señal moduladora. Por tanto, la salida del detector de fase será una señal de baja frecuencia, que es una réplica de la señal moduladora original. Cuando se usa de esta forma, el PLL funciona como un *demodulador de FM,* un circuito que recupera la señal moduladora de la onda de FM.

Los PLL están disponibles como circuitos integrados monolíticos. Por ejemplo, el NE565 es un PLL que contiene un detector de fase, un VCO y un amplificador de continua. El usuario puede conectar componentes externos como una resistencia y un condensador de temporización para fijar la frecuencia de oscilación libre del VCO. Otro condensador externo fija la frecuencia de corte del filtro paso bajo. El NE565 puede utilizarse para modulación FM, síntesis de frecuencia, receptores de telemetría, modems, decodificación de tonos, etc.

23.11 Generadores de funciones integrados

Se han desarrollado generadores de funciones integrados que combinan muchas de las capacidades de los circuitos individuales que hemos abordado. Estos CI pueden proporcionar formas de onda, como señales sinusoidales,

Figura 23.49 Diagrama de bloques del XR-2206.



cuadradas, triangulares, rampas y trenes de impulsos. Las formas de onda de salida pueden definirse de manera que varíen en amplitud y frecuencia, modificando los valores de resistencias y condensadores externos, o aplicando una tensión externa. Esta tensión externa permite al CI implementar aplicaciones muy útiles, como por ejemplo convertidores de tensión-frecuencia, generadores de señales de AM y FM, osciladores VCO y moduladores FSK (*frequency-shift keying*).

El XR-2206

Un ejemplo de un generador de funciones integrado especial es el XR-2206. Este CI monolítico proporciona frecuencias que se controlan externamente desde 0,01 Hz hasta más de 1,00 MHz. En la Figura 23.49 se muestra un diagrama de bloques de este CI. El diagrama muestra cuatro bloques funcionales principales, que incluyen un VCO, un multiplicador analógico y un conformador de ondas sinusoidales, un amplificador separados de ganancia unidad y un conjunto de conmutadores de corriente.

La frecuencia de salida del VCO es proporcional a una corriente de entrada, la cual está determinada por un conjunto de resistencias de temporización externas. Estas resistencias se conectan a los pines 7 y 8, respectivamente, y a tierra. Puesto que hay dos pines de temporización, pueden obtenerse dos frecuencias discretas de salida. Una señal a nivel alto o bajo aplicada en el pin 9 controla los conmutadores de corriente. Los conmutadores de corriente seleccionan cuál de las resistencias de temporización va a utilizarse. Si la señal de entrada en el pin 9 cambia alternativamente del nivel alto al nivel bajo, la frecuencia de salida del VCO se desplazará de una frecuencia a la otra. Este tipo de operación se conoce como **modulación FSK (*frequency-shift keying*)** y se utiliza en aplicaciones de comunicaciones.

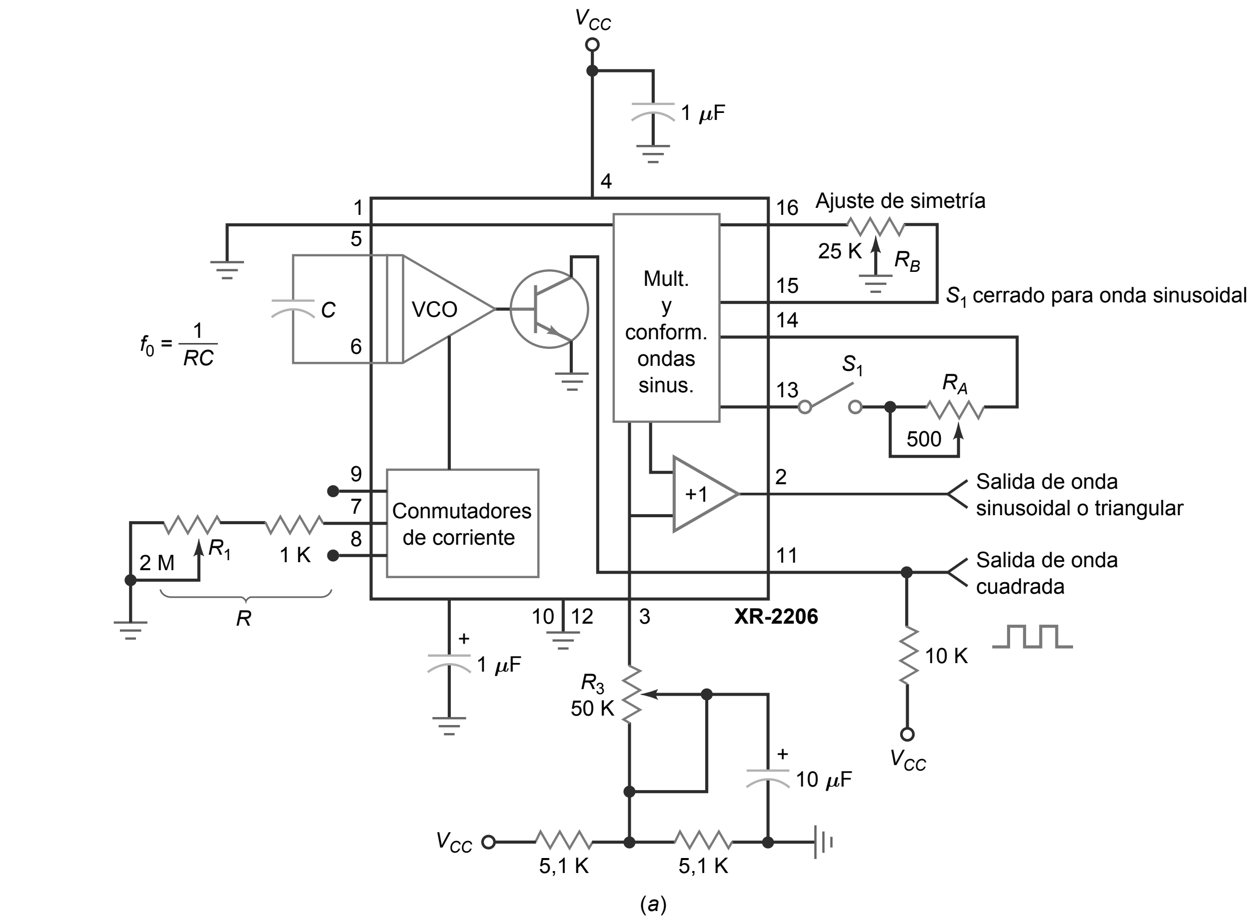
La salida del VCO excita al bloque que contiene al multiplicador y al conformador de ondas sinusoidales, junto con un transistor conmutador de salida. Este transistor opera en saturación o en corte, lo que proporciona una señal de salida cuadrada en el pin 11. La salida del bloque formado por el multiplicador y el conformador de ondas sinusoidales está conectado a un amplificador separador de ganancia unidad, que determina la capacidad de la corriente de salida del CI y su impedancia de salida. La salida del pin 2 puede ser una onda sinusoidal o una onda triangular.

Salida sinusoidal y triangular

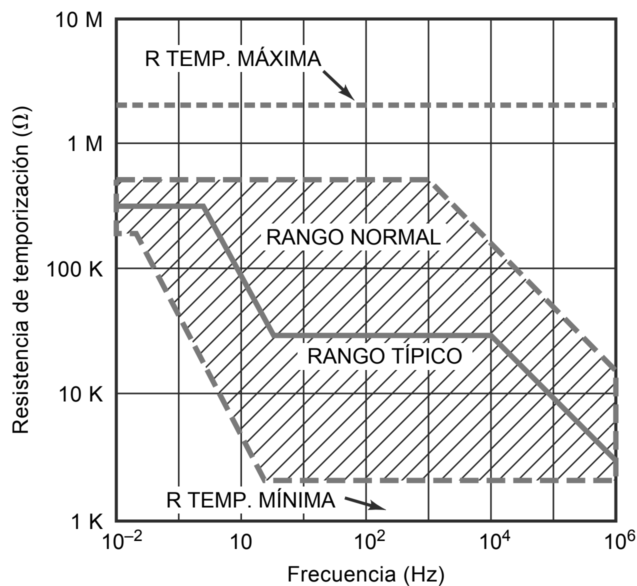
La Figura 23.50*a* muestra las conexiones externas del circuito y los componentes que permiten generar ondas sinusoidales o triangulares. La frecuencia de oscilación f_0 queda determinada por la resistencia de temporización R, conectada al pin 7 o al pin 8, y el condensador externo C, conectado entre los pines 5 y 6. El valor de la frecuencia de oscilación es entonces:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \tag{23.31}$$

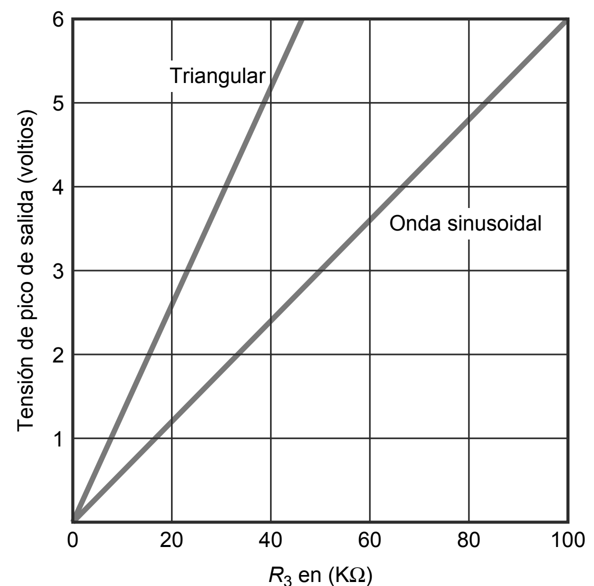
Figura 23.50 Generación de ondas sinusoidales. (*a*) Circuito. (*b*) R en función de la frecuencia de oscilación. (*c*) Amplitud de salida.



(*a*)



(*b*)



(*c*)

Incluso aunque *R* puede llegar a 2 MΩ, la estabilidad máxima con la temperatura se tiene cuando 4 k Ω < R < 200 kΩ. En la Figura 23.50*b* se muestra una gráfica de *R* en función de la frecuencia de oscilación. Además, el valor recomendado de *C* se encuentra entre 1000 pF y 100 μF.

En la Figura 23.50*a*, cuando el conmutador S_1 está cerrado, la salida en el pin 2 será una onda sinusoidal. El potenciómetro R_1 en el pin 7 proporciona el ajuste a la frecuencia deseada. Las resistencias ajustablesR_A y R_B permiten modificar la forma de onda de salida para obtener los niveles apropiados de distorsión y simetría de la forma de onda. Cuando S_1 está abierto, la salida en el pin 2 cambia de una onda sinusoidal a una onda triangular . La resistencia R_3, conectada al pin 3, controla la amplitud de la forma de onda de salida. Como se muestra en la Figura 23.50*c*, la amplitud de salida es directamente proporcional al valor deR_3. Observe que el valor de la forma de onda triangular es aproximadamente el doble que la salida de una forma de onda sinusoidal para un valor R_3 dado.

Generación de rampas y trenes de impulsos

La Figura 23.51 muestra las conexiones externas del circuito utilizadas para crear salidas en diente de sierra (rampas) y trenes de impulsos. Observe que la onda de salida cuadrada en el pin 11 está cortocircuitada con el terminal FSK en el pin 9. Esto permite al circuito realizar automáticamente un desplazamiento en frecuencia entre dos frecuencias separadas. Este desplazamiento de frecuencia se produce cuando la salida en el pin 1 1 cambia de una salida a nivel alto a una salida a nivel bajo, o a la inversa. La frecuencia de salida se determina mediante la siguiente expresión:

$$f = \frac{2}{C}\left[\frac{1}{R_1 + R_2}\right] \tag{23.32}$$

y el ciclo de trabajo del circuito se halla a partir de la siguiente expresión:

$$D = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{23.33}$$

La Figura 23.52 muestra una hoja de características de un XR-2206. Si trabaja con una sola tensión de alimentación positiva, la alimentación puede estar en el rango comprendido entre 10V y 26 V. Si se emplea una fuente de

Figura 23.51 Generación de rampas e impulsos.

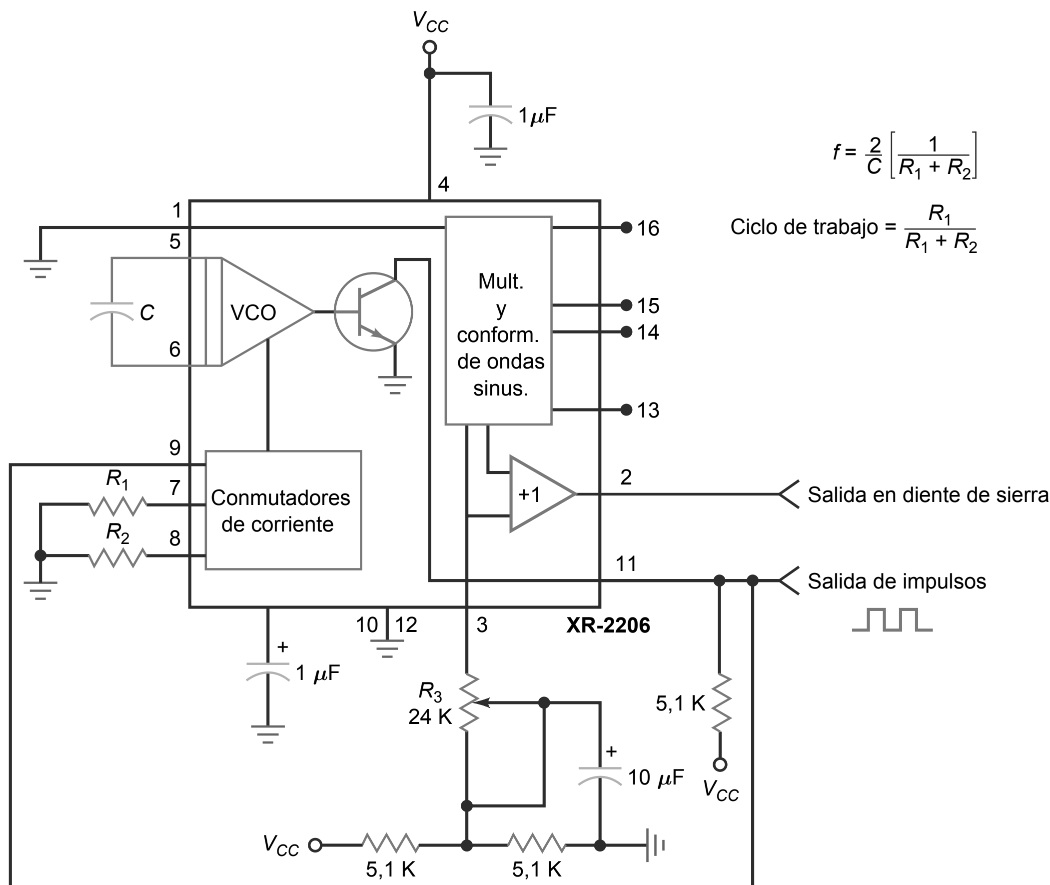


Figura 23.52 Hoja de características del XR-2206.

XR-2206



DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: **Vcc = 12V, T_A = 25°C, C = 0.01µF, R_1 = 100kΩ, R_2 = 10kΩ, R_3 = 25kΩ**
Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	**10**		**26**	10		26	V	
Split-Supply Voltage	**±5**		**±13**	±5		±13	V	
Supply Current		12	**17**		14	20	mA	R_1 ≥ 10kΩ
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	**0.5**	1		0.5	1		MHz	C = 1000pF, R_1 = 1kΩ
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	C = 50µF, R_1 = 2MΩ
Frequency Accuracy		±1	**±4**		±2		% of f_o	$f_o = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		±10	**±50**		±20		ppm/°C	0°C ≤ T_A ≤ 70°C $R_1 = R_2$ = 20kΩ
Sine Wave Amplitude Stability[2]		4800			4800		ppm/°C	
Supply Sensitivity		0.01	**0.1**		0.01		%/V	V_{LOW} = 10V, V_{HIGH} = 20V, $R_1 = R_2$ = 20kΩ
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	f_H @ R_1 = 1kΩ f_L @ R_1 = 2MΩ
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	f_L = 1kHz, f_H = 10kHz
1000:1 Sweep		8			8		%	f_L = 100Hz, f_H = 100kHz
FM Distortion		0.1			0.1		%	±10% Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	**0.001**		100	0.001		100	µF	
Timing Resistors: R_1 & R_2	**1**		2000	1		2000	kΩ	
Triangle Sine Wave Output[1]								
Triangle Amplitude		160			160		mV/kΩ	S_1 Open
Sine Wave Amplitude	**40**	60	80		60		mV/kΩ	S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	R_1 = 30kΩ
With Adjustment		0.4	**1.0**		0.5	1.5	%	

Notes
[1] Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3, on Pin 3.
[2] For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.
***Bold face parameters** are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.*

Rev. 1.03

TQM™

4

Figura 23.52 (*continuación*).

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C_L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C_L = 10pF
Saturation Voltage		0.2	**0.4**		0.2	0.6	V	I_L = 2mA
Leakage Current		0.1	**20**		0.1	100	μA	V_{CC} = 26V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	**2.4**	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	**3.3**	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

alimentación doble o partida, observe que ahora el rango de valores va desde ±5 V a ±13 V. La Figura 23.52 también especifica los valores de R y C recomendados para generar las frecuencias de salida máxima y mínima. También indica el rango típico de barrido de 2000:1. Como se puede ver en la hoja de características, la salida para ondas sinusoidales y triangulares tiene una impedancia de salida de 600 Ω, lo que hace al XR-2206 un generador de funciones integrado muy adecuado para muchas aplicaciones electrónicas en el campo de la comunicaciones.

Ejemplo 23.13

En la Figura 23.50, $R = 10$ kΩ y $C = 0{,}01$ μF. Con S_1 cerrado, ¿cuáles serán las formas de onda de salida y la frecuencia de salida en los pines 2 y 11?

SOLUCIÓN Puesto que S_1 está cerrado, la salida en el pin 2 será una onda sinusoidal y la salida en el pin 11 una onda cuadrada. Ambas formas de onda de salida tendrán la misma frecuencia. La frecuencia de salida es:

$$f_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{(10\ \text{k}\Omega)(0{,}01\ \mu\text{F})} = 10\ \text{kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.13 Repita el Ejemplo 23.13 con $R = 20$ kΩ, $C = 0{,}01$ μF y S_1 abierto.

Ejemplo 23.14

En la Figura 23.51, $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 2$ kΩ y $C = 0{,}1$ μF. Determine la frecuencia de salida y el ciclo de trabajo de la onda cuadrada.

SOLUCIÓN Utilizando la Ecuación (23.32), la frecuencia en el pin 11 es:

$$f = \frac{2}{0{,}1\ \mu\text{F}}\left[\frac{1}{1\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega}\right] = 6{,}67\ \text{kHz}$$

El ciclo de trabajo se obtiene aplicando la Ecuación (23.33):

$$D = \frac{1\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega} = 0{,}333$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.14 Repita el Ejemplo 23.14 con R_1 y $R_2 = 2\ \text{k}\Omega$ y $C = 0{,}2\ \mu\text{F}$.

Resumen

SEC. 23.1 TEORÍA DE LAS OSCILACIONES SINUSOIDALES

Para construir un oscilador sinusoidal, tenemos que utilizar un amplificador con realimentación positiva. Para que el oscilador arranque, la ganancia de lazo tiene que ser mayor que 1 cuando el desplazamiento de fase alrededor del lazo sea 0°.

SEC. 23.2 EL OSCILADOR EN PUENTE DE WIEN

Se trata de un oscilador estándar para frecuencias bajas a moderadas en el rango de 5 Hz a 1 MHz. Produce una onda sinusoidal casi perfecta. Se emplea una lámpara de tungsteno u otro tipo de resistencia no lineal para disminuir la ganancia de lazo a un valor igual a 1.

SEC. 23.3 OTROS OSCILADORES *RC*

El oscilador en doble T utiliza un amplificador y circuitos *RC* para producir la ganancia de lazo y el desplazamiento de fase necesarios a la frecuencia de resonancia. Funciona bien para una frecuencia pero no es adecuado para un oscilador de frecuencia ajustable. El oscilador de despla-zamiento de fase también utiliza un amplificador y circuitos *RC* para generar las oscilaciones. Un amplificador puede comportarse como un oscilador de desplazamiento de fase gracias a los circuitos de retardo y adelanto de cada etapa debidos a los efectos parásitos.

SEC. 23.4 EL OSCILADOR COLPITTS

Los osciladores *RC* normalmente no funcionan bien por encima de 1 MHz debido al desplazamiento de fase adicional interno del amplificador. Por esto, son preferibles los osciladores *LC* para frecuencias comprendidas entre 1 y 500 MHz. Este rango de frecuencias queda muy por encima de la f_{unidad} de la mayoría de los amplificadores operacionales, razón por la cual comúnmente se emplea un transistor de unión bipolar o un FET para el dispositivo de amplificación. El oscilador Colpitts es uno de los osciladores *LC* más ampliamente utilizados.

SEC. 23.5 OTROS OSCILADORES *LC*

El oscilador Armstrong utiliza un transformador para generar la señal de realimentación. El oscilador Hartley emplea un divisor de tensión inductivo para generar la señal de realimentación. El oscilador Clapp tiene un pequeño condensador en serie en la rama inductiva del circuito resonante, que reduce el efecto que las capacidades parásitas tienen sobre la frecuencia de resonancia.

SEC. 23.6 CRISTALES DE CUARZO

Algunos cristales exhiben el efecto piezoeléctrico. Debido a este efecto, un cristal en vibración se comporta como un circuito resonante *LC* con un cierto factor *Q*. extremadamente alto. El cuarzo es el cristal más importante que disfruta del efecto piezoeléctrico. Se utiliza en osciladores de cristal, en los que se necesita una frecuencia precisa y fiable.

SEC. 23.7 EL TEMPORIZADOR 555

El temporizador 555 contiene dos comparadores, un *flip-flop RS* y un transistor *npn*. Tiene un punto de conmutación superior y otro inferior. Cuando se utiliza en el modo monoestable, el nivel de los disparos de entrada debe estar por debajo del punto de conmutación inferior (PCI) para arrancar el sistema. Cuando la tensión del condensador excede ligeramente el valor del punto PCS, el transistor de descarga conduce y descarga el condensador.

SEC. 23.8 FUNCIONAMIENTO AESTABLE DEL TEMPORIZADOR 555

Cuando se utiliza en modo aestable, el temporizador 555 genera una onda de salida rectangular cuyo ciclo de trabajo puede encontrarse entre el 50 y el 100 por cien. El condensador se carga entre $V_{CC}/3$ y $2V_{CC}/3$. Cuando se emplea una tensión de control, cambia el PCS a V_{con}. Esta tensión de control determina la frecuencia.

SEC. 23.9 CIRCUITOS 555

El temporizador 555 puede utilizarse para generar retardos de tiempo, alarmas y salidas en forma de rampa. También pueden emplearse para construir un modulador PWM aplicando una señal modulada a la entrada de control y un tren de impulsos de disparo negativos a la entrada de disparo. El temporizador 555 también puede utilizarse como modulador por posición del impulso (PPM) aplicando una señal de moduladora a la entrada de control cuando el temporizador trabaja en modo aestable.

SEC. 23.10 EL PLL

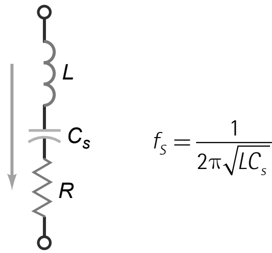
Un PLL está formado por un detector de fase, un amplificador de continua, un filtro paso bajo y un VCO. El detector de fase produce una tensión de control que es proporcional a la diferencia de fase entre sus dos señales de entrada. La tensión de control amplificada y filtrada entonces cambia la frecuencia del VCO según sea necesario para seguir a la señal de entrada.

SEC. 23.11 GENERADORES DE FUNCIONES INTEGRADOS

Los generadores de funciones integrados tienen la capacidad de generar formas de onda sinusoidales, cuadradas, triangulares, trenes de impulsos y dientes de sierra. Conectando resistencias y condensadores externos, las formas de onda de salida pueden variar en amplitud y frecuencia. Entre las funciones especiales de estos CI se incluyen la generación de señales de AM/FM, la conversión tensión-frecuencia y la modulación FSK.

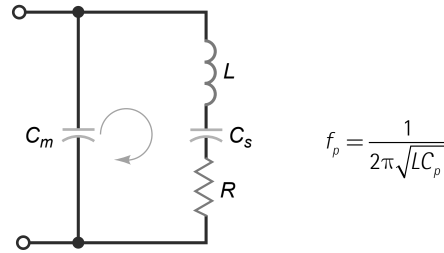
Definiciones

(23.20) Resonancia serie del cristal:



$$f_S = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$$

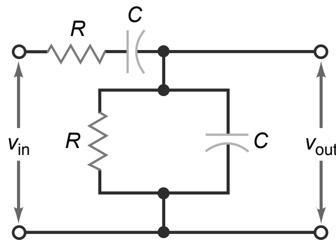
(23.22) Resonancia paralelo del cristal:



$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$$

Derivaciones

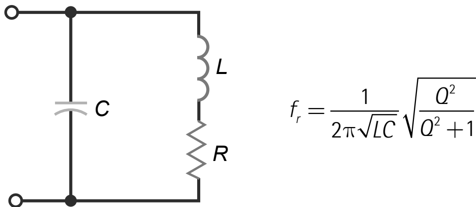
(23.1) y (23.2) Factor de realimentación y ángulo de fase de un circuito de retardo-adelanto:



$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_C/R - R/X_C)^2}}$$

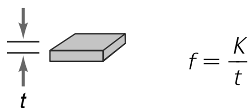
$$\phi = \arctan \frac{X_C/R - R/X_C}{3}$$

(23.9) Frecuencia de resonancia exacta



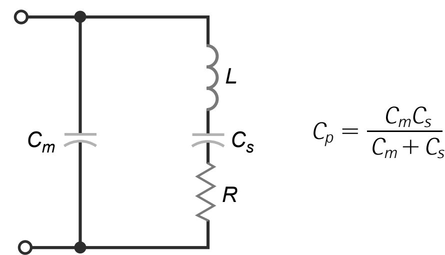
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}}$$

(23.19) Frecuencia del cristal:



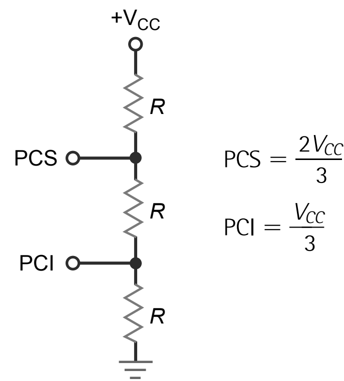
$$f = \frac{K}{t}$$

(23.21) Capacidad paralelo equivalente:



$$C_p = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s}$$

(23.23) y (23.24) Puntos de conmutación del temporizador 555:



$$\text{PCS} = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$\text{PCI} = \frac{V_{CC}}{3}$$

Cuestiones

1. **Un oscilador siempre necesita un amplificador con**
   a. realimentación positiva
   b. realimentación negativa
   c. ambos tipos de realimentación
   d. un circuito tanque *LC*

2. **La tensión que arranca un oscilador se debe a**
   a. el rizado de la tensión de alimentación
   b. la tensión de ruido de las resistencias
   c. la señal de entrada de un generador
   d. la realimentación positiva

3. **El oscilador en puente de Wien es útil**
   a. a bajas frecuencias
   b. a altas frecuencias
   c. con circuitos tanque *LC*

d. con señales de entrada pequeñas

4. Un circuito de retardo tiene un ángulo de fase que
a. está entre 0 y +90°
b. es mayor que 90°
c. está entre 0 y −90°
d. es igual al de la tensión de entrada

5. Un circuito de acoplo es un
a. circuito de retardo
b. circuito de adelanto
c. circuito de retardo-adelanto
d. circuito resonante

6. Un circuito de adelanto tiene un ángulo de fase que
a. está entre 0 y +90°
b. es mayor que 90°
c. está entre 0 y −90°
d. es igual al de la tensión de entrada

7. Un oscilador en puente de Wien utiliza
a. realimentación positiva
b. realimentación negativa
c. ambos tipos de realimentación
d. un circuito tanque *LC*

8. Inicialmente, la ganancia de lazo de un puente de Wien es
a. 0 c. baja
b. 1 d. alta

9. Un puente de Wien a veces se denomina
a. filtro de hendidura
b. oscilador en doble T
c. desfasador
d. puente de Wheatstone

10. Para variar la frecuencia de un puente de Wien, podemos variar
a. una resistencias
b. dos resistencias
c. tres resistencias
d. un condensador

11. El oscilador de desplazamiento de fase normalmente tiene
a. dos circuitos de adelanto o de retraso
b. tres circuitos de adelanto o de retardo
c. un circuito de retardo-adelanto
d. un filtro en doble T

12. Para que se inicien las oscilaciones en un circuito, la ganancia de lazo tiene que ser mayor que 1 cuando el desplazamiento de fase alrededor del lazo es
a. 90°
b. 180°
c. 270°
d. 360°

13. El oscilador *LC* más ampliamente utilizado es el
a. Armstrong c. Colpitts
b. Clapp d. Hartley

14. La realimentación fuerte en un oscilador *LC*
a. impide que el circuito arranque
b. causa la saturación y el corte
c. produce una tensión de salida máxima
d. indica que *B* es pequeño

15. Cuando *Q* disminuye en un oscilador Colpitts, la frecuencia de oscilación
a. disminuye
b. no varía
c. aumenta
d. se hace errática

16. El acoplamiento electromagnético hace referencia al
a. acoplamiento capacitivo
b. acoplamiento mediante transformador
c. acoplamiento resistivo
d. acoplamiento de potencia

17. El oscilador Hartley utiliza
a. realimentación negativa
b. dos bobinas
c. una lámpara de tungsteno
d. una bobina de compensación

18. Para variar la frecuencia de un oscilador *LC*, podemos variar
a. una resistencia
b. dos resistencias
c. tres resistencias
d. un condensador

19. De los siguientes osciladores, el más estable con la frecuencia es
a. Armstrong
b. Clapp
c. Colpitts
d. Hartley

20. El material que presenta el efecto piezoeléctrico es
a. el cuarzo
b. las sales de Rochelle
c. la turmalina
d. Todas las anteriores

21. Los cristales tienen
a. un muy bajo *Q*
b. un muy alto *Q*
c. una inductancia muy pequeña
d. una resistencia muy grande

22. Las frecuencias de resonancia serie y paralelo de un cristal
a. son muy próximas entre sí
b. están alejadas entre sí
c. son iguales
d. son frecuencias bajas

23. El tipo de oscilador que puede encontrarse en un reloj de pulsera es un oscilador
a. Armstrong
b. Clapp
c. Colpitts
d. de cristal de cuarzo

24. Un temporizador 555 en modo monoestable tiene el siguiente número de estados estables:
a. 0 c. 2
b. 1 d. 3

25. Un temporizador 555 en modo aestable tiene el siguiente número de estados estables:
a. 0 c. 2
b. 1 d. 3

26. La anchura del impulso de un multivibrador monoestable aumenta cuando
a. aumenta la tensión de alimentación
b. disminuye la resistencia de temporización
c. disminuye el punto PCS
d. aumenta la capacidad de temporización

27. La forma de onda de salida de un temporizador 555 es
a. sinusoidal
b. triangular
c. rectangular
d. elíptica

28. La magnitud que permanece constante en un modulador por anchura de impulso es
a. la anchura del impulso
b. el período
c. el ciclo de trabajo

d. el espacio

29. La magnitud que permanece constante en un modulador PPM es

a. la anchura del impulso
b. el período
c. el ciclo de trabajo
d. el espacio

30. Cuando un PPL sigue a la frecuencia de entrada, la frecuencia del VCO

a. es menor que f_0
b. es mayor que f_0
c. es igual a f_0
d. es igual a f_{in}

31. El ancho de banda del filtro paso bajo en un PLL determina

a. el rango de captura
b. el rango de enganche
c. la frecuencia de oscilación libre
d. la diferencia de fase

32. La frecuencia de salida del XR-2206 puede variarse con

a. una resistencia externa
b. un condensador externo
c. una tensión externa
d. Cualquiera de las anteriores

33. FSK es un método de controlar

a. las funciones de salida
b. la amplitud de salida
c. la frecuencia de salida
d. la fase de salida

Problemas

SEC. 23.2 EL OSCILADOR EN PUENTE DE WIEN

23.1 El oscilador en puente de Wien de la Figura 23.53*a* utiliza una lámpara con las características indicadas en la Figura 23.53*b*. ¿Cuál será la tensión de salida?

23.2 La posición *D* de la Figura 23.53*a* se corresponde con el rango de frecuencias más alto del oscilador. Podemos variar la frecuencia utilizando reostatos mecánicamente conectados. ¿Cuáles son las frecuencias mínima y máxima de las oscilaciones en este rango?

23.3 Calcule las frecuencias de oscilación mínima y máxima para cada posición del interruptor de la Figura 23.53*a*.

23.4 Para cambiar la tensión de salida de la Figura 23.53*a* a un valor de 6 V rms, ¿qué cambios realizaría?

23.5 En la Figura 23.53*a*, la frecuencia de corte del amplificador con realimentación negativa está al menos una 1 década por encima de la frecuencia de oscilación más alta. ¿Cuál es la frecuencia de corte?

SEC. 23.3 OTROS OSCILADORES *RC*

23.6 El oscilador en doble T de la Figura 23.12 utiliza $R = 10$ kΩ y $C = 0{,}01$ μF. ¿Cuál es la frecuencia de oscilación?

23.7 Si los valores del Problema 23.6 se duplican, ¿qué ocurre con la frecuencia de oscilación?

SEC. 23.4 EL OSCILADOR COLPITTS

23.8 ¿Cuál es el valor aproximado de la corriente continua de emisor en la Figura 23.54? ¿Cuál es la tensión continua colector-emisor?

23.9 ¿Cuál es la frecuencia de oscilación aproximada en la Figura 23.54? ¿Y el valor de *B*? Para que arranque el oscilador, ¿cuál es el valor mínimo de A_v?

23.10 Si el oscilador de la Figura 23.54 se rediseña para obtener un amplificador en base común similar al de la Figura 23.18, ¿cuál será la fracción de realimentación?

23.11 Si el valor de *L* se duplica en el circuito de la Figura 23.54, ¿cuál será la frecuencia de oscilación?

23.12 ¿Qué podemos hacer con la bobina de la Figura 23.54 para duplicar la frecuencia de oscilación?

SEC. 23.5 OTROS OSCILADORES *LC*

23.13 Si se conecta un condensador de 47 pF en serie con la bobina de 10 μH del circuito de la Figura 23.54, el circuito se convierte en un oscilador Clapp. ¿Cuál es la frecuencia de oscilación?

23.14 Un oscilador Hartley como el de la Figura 23.22 utiliza los valores siguientes: $L_1 = 1$ μH y $L_2 = 0{,}2$ μH. ¿Cuál será la fracción de realimentación? ¿Y la frecuencia de oscilación si $C = 1000$ pF? ¿Y la ganancia de tensión mínima necesaria para iniciar las oscilaciones?

23.15 Un oscilador Armstrong utiliza los valores siguientes: $M = 0{,}1$ μH y $L = 3{,}3$ μH. ¿Cuál será la fracción de realimentación? ¿Cuál es la ganancia de tensión mínima necesaria para iniciar las oscilaciones?

SEC. 23.6 CRISTALES DE CUARZO

23.16 Un cristal tiene una frecuencia fundamental de 5 MHz. ¿Cuál es el valor aproximado de la frecuencia del primer sobretono? ¿Y del segundo y el tercero?

23.17 Un cristal tiene un espesor *t*. Si reducimos *t* en un 1 por ciento. ¿qué ocurre con la frecuencia?

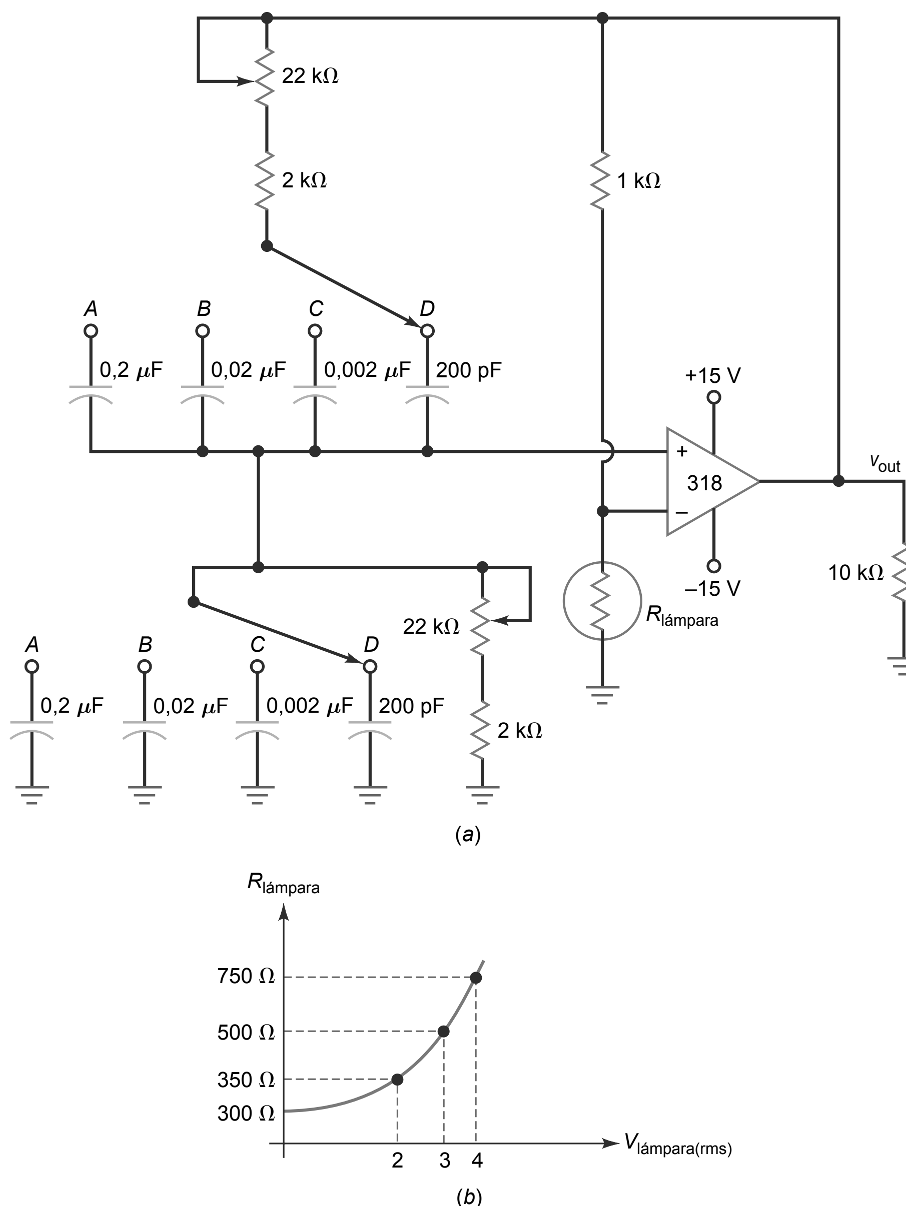
23.18 Un cristal tiene los valores siguientes: $L = 1$ H, $C_s = 0{,}01$ pF, $R = 1$ kΩ y $C_m = 20$ pF. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia serie? ¿Y la frecuencia de resonancia paralelo? ¿Y el *Q* para cada frecuencia?

SEC. 23.7 EL TEMPORIZADOR 555

23.19 Un temporizador 555 se conecta para trabajar como monoestable. Si $R = 10$ kΩ y $C = 0{,}047$ μF, ¿cuál es la anchura del impulso de salida?

23.20 En la Figura 23.34, $V_{CC} = 10$ V, $R = 2{,}2$ kΩ y $C = 0{,}2$ μF. ¿Cuál es la tensión de disparo mínima que produce un impulso de salida? ¿Cuál es la tensión máxima del condensador? ¿Cuál es la anchura del impulso de salida?

Figura 23.53



SEC. 23.8 FUNCIONAMIENTO AESTABLE DEL TEMPORIZADOR 555

23.21 Un temporizador 555 que opera en modo aestable tiene los valores siguientes: $R_1 = 10$ kΩ, $R_2 = 2$ kΩ y $C = 0{,}0022$ μF. ¿Cuál es la frecuencia?

23.22 El temporizador 555 de la Figura 23.37 tiene los valores siguientes: $R_1 = 20$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ y $C = 0{,}047$ μF. ¿Cuál es la frecuencia de la señal de salida? ¿Y el ciclo de trabajo?

SEC. 23.9 CIRCUITOS 555

23.23 Un modulador PWM como el de la Figura 23.41 utiliza $V_{CC} = 10$ V, $R = 5{,}1$ kΩ y $C = 1$ nF. La señal de reloj tiene una frecuencia de 10 kHz. Si una señal moduladora tiene un valor de pico igual a 1,5 V, ¿cuál es el período de los impulsos de salida? ¿Cuál es la anchura del impulso en reposo? ¿cuáles son las anchuras del impulso mínima y máxima? ¿Cuáles son los ciclos de trabajo mínimo y máximo?

23.24 Un modulador PPM como el de la Figura 23.42 tiene los valores siguientes: $V_{CC} = 10$ V, $R_1 = 1{,}2$ kΩ, $R_2 = 1{,}5$ kΩ, and $C = 4{,}7$ nF. ¿Cuál es la anchura en reposo y el período de los impulsos de salida? Si la señal moduladora tiene un valor de pico de 1,5 V, ¿cuáles son los valores máximo y mínimo de la anchura del impulso? ¿Cuál es el espacio entre impulsos?

23.25 El generador de rampas de la Figura 23.43 tiene una corriente de colector constante de 0,5 mA. Si $V_{CC} = 10$ V y $C = 47$ nF, ¿cuál es la pendiente de la rampa de salida? ¿Cuál es su valor de pico? ¿Cuál es su duración?

Figura 23.54

SEC. 23.11 GENERADORES DE FUNCIONES INTEGRADOS

23.26 En el circuito de la Figura 23.50, S_1 está cerrado, $R = 20$ kΩ, $R_3 = 40$ kΩ y $C = 0{,}1$ μF. ¿Cuál es la forma de onda de salida, la frecuencia y la amplitud en el pin 2?

23.27 En el circuito de la Figura 23.50, con S_1 abierto y $R = 10$ kΩ, $R_3 = 40$ kΩ y $C = 0{,}01$ μF, ¿cuál es la forma de onda de salida, la frecuencia y la amplitud en el pin 2?

23.28 En el circuito de la Figura 23.51, $R_1 = 2$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ y $C = 0{,}1$ μF. ¿Cuál es la frecuencia de salida y el ciclo de trabajo en el pin 11?

Detección de averías

23.29 ¿La tensión de salida del oscilador en puente de Wien (Figura 23.53*a*) aumenta, disminuye o permanece igual en cada una de las siguientes averías?

a. Lámpara en abierto
b. Lámpara en cortocircuito
c. Potenciómetro superior cortocircuitado
d. Tensiones de alimentación un 20 por ciento más bajas
e. Resistencia de 10 kΩ en abierto

23.30 El oscilador Colpitts de la Figura 23.54 no arranca. Cite al menos tres posibles averías.

23.31 Ha diseñado y construido un amplificador, que amplifica una señal de entrada, pero la salida en el osciloscopio se ve borrosa. Al tocar el circuito, el efecto borroso desaparece, mostrando una señal perfecta. ¿Cuál cree que es la avería? ¿Qué haría para solucionarla?

Pensamiento crítico

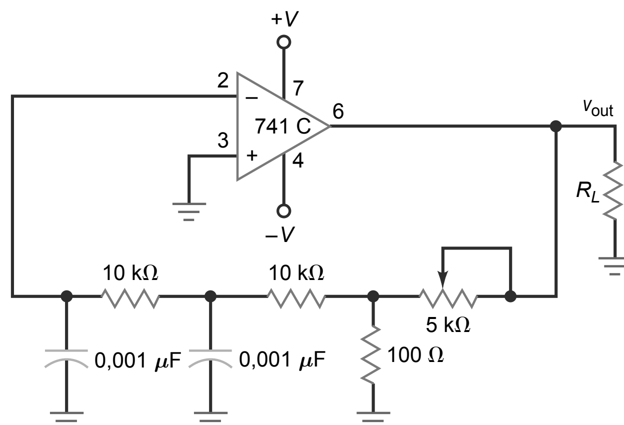
23.32 Diseñe un oscilador en puente de Wien similar al de la Figura 23.53*a* que cumpla estas especificaciones: rangos de frecuencia de tres décadas que cubran desde 20 Hz hasta 20 kHz con una tensión de salida de 5 V rms.

23.33 Seleccione un valor para L en el circuito de la Figura 23.54 para obtener una frecuencia de oscilación de 2,5 MHz.

23.34 La Figura 23.55 muestra un oscilador de desplazamiento de fase con amplificador operacional. Si $f_{2(CL)} = 1$ kHz, ¿cuál es el desplazamiento de fase de lazo a 15,9 kHz?

23.35 Diseñe un temporizador 555 con una frecuencia de oscilación libre de 1 kHz y un ciclo de trabajo del 75 por ciento.

Figura 23.55



Preguntas de entrevista de trabajo

1. ¿Cómo un oscilador sinusoidal genera una señal de salida sin una señal de entrada?
2. ¿Qué oscilador se emplea en muchas aplicaciones en el rango de 5 Hz a 1 MHz? ¿Por qué la salida es sinusoidal en lugar de recortada?
3. ¿Qué tipo de osciladores se utilizan más frecuentemente en el rango de 1 a 500 MHz?
4. Para generar oscilaciones de una frecuencia fiable y precisa, ¿qué clase de oscilador se suele emplear?
5. El 555 se usa ampliamente en aplicaciones de carácter general como temporizador. ¿Cuál es la diferencia entre la construcción de un multivibrador monoestable y uno aestable?
6. Dibuje un diagrama de bloques simple de un PLL y explique la idea básica de cómo sigue a la frecuencia de entrada.
7. ¿Qué significa *modulación por anchura de impulso*? ¿Qué significa *modulación por posición de impulso*? Ilustre su explicación dibujando formas de onda.
8. Suponga que está construyendo un amplificador de tres etapas. Al probarlo, descubre que está generando una señal de salida sin aplicar una señal de entrada. Explique por qué esto es posible. Enumere algunas de las cosas que se pueden hacer para eliminar la señal no deseada.
9. ¿Cómo arranca un oscilador si no existe señal de entrada?

Respuestas al autotest

1.	a	**7.**	c	**13.**	c	**19.**	b	**25.**	a	**31.**	a
2.	b	**8.**	d	**14.**	b	**20.**	d	**26.**	d	**32.**	d
3.	a	**9.**	a	**15.**	a	**21.**	b	**27.**	c	**33.**	c
4.	c	**10.**	b	**16.**	b	**22.**	a	**28.**	b		
5.	b	**11.**	b	**17.**	b	**23.**	d	**29.**	d		
6.	a	**12.**	d	**18.**	d	**24.**	b	**30.**	d		

Respuestas a los problemas prácticos

23.1 $R = 14{,}9\ k\Omega$

23.2 $R_{lámpara} = 1{,}5\ k\Omega$; $I_{lamp} = 2\ mA$; $V_{out} = 9\ V\ rms$

23.3 $L = 28\ \mu H$

23.4 $C = 106\ pF$; $f_r = 4\ MHz$

23.5 $f_S = 291\ kHz$; $f_p = 292\ kHz$

23.6 LPT = 5 V; PCS = 10 V; $W = 51{,}7\ ms$

23.8 $f = 136\ Hz$; $D = 0{,}667$ o 66.7%

23.9 $W = 3{,}42\ ms$; $T = 4{,}4\ ms$; $D = 0{,}778$; $f = 227\ Hz$

23.10 $W_{máx} = 146{,}5\ \mu s$; $D_{máx} = 0{,}366$

23.12 $S = 5\ V/ms$; $V = 8\ V$; $T = 1{,}6\ ms$

23.13 Onda triangular en el pin 2. Onda cuadrada en el pin 11. Ambas frecuencias de la forma de onda son 500 Hz

23.14 $f = 2{,}5\ kHz$; $D = 0{,}5$

Capítulo 24

Fuentes de alimentación reguladas

Con un diodo zener, podemos construir reguladores de tensión simple. Aquí vamos a ver cómo utilizar la realimentación negativa para mejorar la regulación de tensión. Comenzaremos con los reguladores lineales, aquellos cuyo dispositivo de regulación opera en la región lineal. Veremos dos tipos de reguladores lineales: el tipo paralelo y el tipo serie. El capítulo concluye con los reguladores conmutados, aquellos cuyos dispositivos de regulación conmutan entre dos estados, *on* y *off*, para mejorar el rendimiento en potencia.

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, deberá ser capaz de:

- Describir cómo funcionan los reguladores paralelo.
- Describir cómo funcionan los reguladores serie .
- Explicar el funcionamiento y las características de los reguladores de tensión integrados.
- Explicar cómo funcionan los convertidores de continua-continua.
- Establecer los propósitos y las funciones de los intensificadores de corriente y de la limitación de corriente.
- Describir las tres topologías básicas de los reguladores de conmutación.

Contenido del capítulo

Vocabulario

convertidor de continua-continua
divisor de fase
intensificador de corriente
interferencia de RF
interferencia electromagnética
limitación con reducción de corriente
limitación de corriente
protección contra cortocircuito
protección térmica
regulación de carga
regulación de red
regulador conmutado
regulador de tensión integrado
regulador intensificador
regulador paralelo
regulador reductor
regulador reductor-intensificador
resistencia de limitación de corriente
tensión de *dropout*
tensión diferencial de entrada/salida
topología
transistor externo
transistor de paso

24.1 Características de las fuentes de alimentación

La calidad de una fuente de alimentación depende de su regulación de carga, de la regulación de la red y de la resistencia de salida. En esta sección, vamos a ver estas características porque a menudo se utilizan en las hojas de características para especificar las fuentes de alimentación.

Regulación de carga

La Figura 24.1 muestra un rectificador en puente con un filtro con condensador a la entrada. Si cambiamos la resistencia de carga cambiará la tensión en la carga. Si reducimos la resistencia de carga, obtendremos más rizado y una caída de tensión adicional en los devanados del transformador y los diodos. Por esto, un incremento de la corriente por la carga siempre hace que la tensión en la carga disminuya.

La **regulación de carga** indica cuánto cambia la tensión en la carga cuando la corriente por ella varía. La definición de regulación de carga es la siguiente:

$$\textbf{Regulación de carga} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\% \qquad \textbf{(24.1)}$$

donde V_{NL} = tensión en la carga sin corriente de carga

V_{FL} = tensión en la carga con la corriente de carga máxima

Con esta definición, V_{NL} se obtiene cuando la corriente por la carga es cero y V_{FL} se obtiene cuando la corriente por la carga es el valor máximo que permite el diseño.

Por ejemplo, supongamos que la fuente de alimentación de la Figura 24.1 utiliza los siguientes valores:

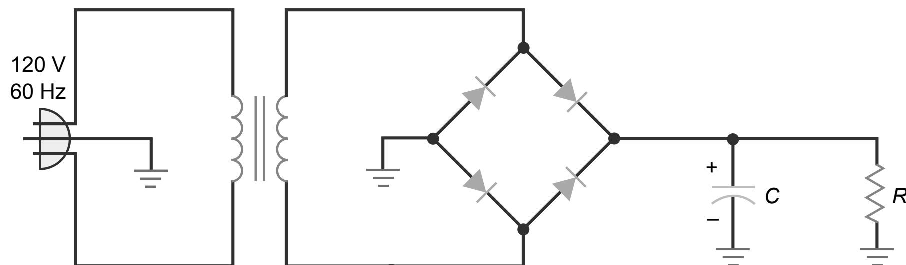
$V_{NL} = 10{,}6$ V para $I_L = 0$

$V_{FL} = 9{,}25$ V para $I_L = 1$ A

Entonces la Ecuación (24.1) nos proporciona:

$$\text{Regulación de carga} = \frac{10{,}6\text{ V} - 9{,}25\text{ V}}{9{,}25\text{ V}} \times 100\% = 14{,}6\%$$

Figura 24.1 Fuente de alimentación con filtro con condensador a la entrada.



Regulación de carga = $\frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\%$

V_{NL} = Tensión en la carga sin corriente de carga

V_{FL} = Tensión en la carga con corriente de carga máxima

Regulación de red = $\frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{LL}} \times 100\%$

V_{LL} = Tensión en la carga con tensión de red mínima

V_{HL} = Tensión en la carga con tensión de red máxima

Cuanto menor es la regulación de car ga, mejor es la fuente de alimentación. Por ejemplo, una fuente de alimentación bien regulada puede tener una regulación de carga de menos del 1 por ciento. Esto significa que la tensión en la carga varía menos del 1 por ciento en el rango completo de la corriente de carga.

Regulación de red

En la Figura 24.1, la tensión de entrada de la red tiene un valor nominal de 120V. La tensión real que entra procedente de la red puede variar entre 105 y 125 V rms, dependiendo de la hora del día, de la localidad y de otros factores. Dado que la tensión en el secundario es directamente proporcional a la tensión de la red, la tensión en la carga de la Figura 24.1 cambiará cuando se produzcan variaciones en la tensión de la red.

Otra forma de especificar la calidad de una fuente de alimentación es por su **regulación de red**, que se define de la manera siguiente:

$$\textbf{Regulación de red} = \frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{LL}} \times 100\% \qquad \textbf{(24.2)}$$

donde V_{HL} = tensión en la carga para una tensión de red máxima

V_{LL} = tensión en la carga para una tensión de red mínima

Por ejemplo, supongamos que la fuente de alimentación de la Figura 24.1 tiene los siguientes valores medidos:

V_{LL} = 9,2 V para una tensión de red = 105 V rms

V_{HL} = 11.2 V para una tensión de red = 125 V rms

Aplicando la Ecuación (24.2) tenemos:

$$\text{Regulación de red} = \frac{11{,}2 \text{ V} - 9{,}2 \text{ V}}{9{,}2 \text{ V}} \times 100\% = 21{,}7\%$$

Como con la regulación de carga, cuanto menor sea la regulación de red, mejor será la fuente de alimentación. Por ejemplo, una fuente de alimentación bien regulada puede tener una regulación de red menor que el 0,1 por ciento. Esto significa que la tensión en la car ga varía menos del 0,1 por ciento cuando la tensión de la red varía entre 105 y 125 V rms.

Resistencia de salida

La resistencia de salida o deThevenin de una fuente de alimentación determina la regulación de la car ga. Si una fuente de alimentación tiene una resistencia de salida baja, su regulación de carga también será baja. Veamos una manera de calcular la resistencia de salida:

$$R_{TH} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{I_{FL}} \qquad \textbf{(24.3)}$$

Por ejemplo, he aquí los valores obtenidos anteriormente para la Figura 24.1:

V_{NL} = 10,6 V para $I_L = 0$

V_{FL} = 9,25 V para I_L = 1 A

Para esta fuente de alimentación, la resistencia de salida es:

$$R_{TH} = \frac{10{,}6 \text{ V} - 9{,}25 \text{ V}}{1 \text{ A}} = 1{,}35\ \Omega$$

INFORMACIÓN ÚTIL

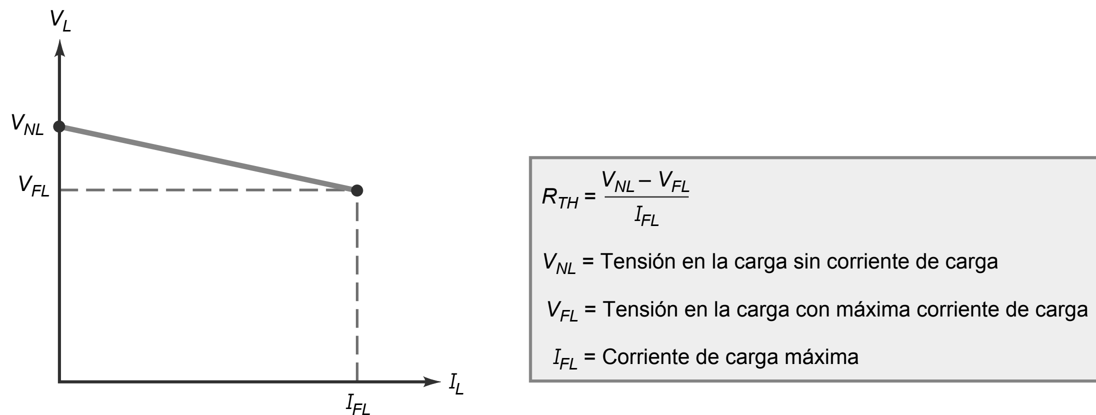
La Ecuación (24.3) también puede expresarse como sigue

$$R_{TH} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times R_L$$

La Figura 24.2 muestra una gráfica de la tensión en la carga en función de la corriente por la misma. Como podemos ver, la tensión en la car ga disminuye cuando la corriente aumenta. La variación en la tensión de car ga ($V_{NL} - V_{FL}$) dividida entre la variación de la corriente (I_{FL}) es igual a la resistencia de salida de la fuente de alimentación. La resistencia de salida está relacionada con la pendiente de esta gráfica. Cuanto más horizontal es la gráfica, menor es la resistencia de salida.

En la Figura 24.2, la corriente máxima por la carga I_{FL} se obtiene para la resistencia de carga mínima. Por tanto, una expresión equivalente para la regulación de carga es:

Figura 24.2 Gráfica de la tensión de carga en función de la corriente de carga.



$$\textbf{Regulación de carga} = \frac{R_{TH}}{R_{L(\min)}} \times 100\% \tag{24.4}$$

Por ejemplo, si una fuente de alimentación tiene una resistencia de entrada de 1,5 Ω y la resistencia de carga mínima es de 10 Ω, la regulación de carga será:

$$\text{Regulación de carga} = \frac{1,5\ \Omega}{10\ \Omega} \times 100\% = 15\%$$

24.2 Reguladores paralelo

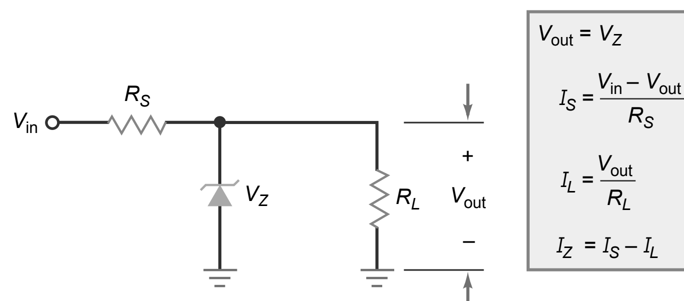
La regulación de red y la regulación de carga de una fuente de alimentación no regulada son demasiado altas para la mayoría de las aplicaciones. Utilizando un regulador de tensión entre la fuente de alimentación y la carga, podemos mejorar significativamente la regulación de carga y de red. Un regulador de tensión lineal utiliza un dispositivo que opera en la región lineal para mantener constante la tensión en la carga. Existen dos tipos fundamentales de reguladores lineales: el tipo paralelo y el tipo serie. Con el tipo paralelo, el dispositivo de regulación se conecta en paralelo con la carga.

Regulador zener

El **regulador paralelo** más simple es el circuito de diodo zener de la Figura 24.3. Como se ha visto en el Capítulo 5, el diodo zener funciona en la región de disrupción, produciendo una tensión de salida igual a la tensión del zener Cuando la corriente por la carga varía, la corriente del zener aumenta o disminuye para mantener la corriente que circula por R_S constante. En cualquier regulador paralelo, una variación en la corriente de carga se complementa mediante una variación opuesta en la corriente paralelo. Si la corriente de carga aumenta en 1 mA, la corriente paralelo disminuye en 1 mA. Inversamente, si la corriente de carga disminuye en 1 mA, la corriente paralelo aumenta en 1 mA.

Como se muestra en la Figura 24.3, la ecuación para la corriente a través de la resistencia serie es:

Figura 24.3 El regulador zener es un regulador paralelo.



$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S}$$

Esta corriente serie es igual a la *corriente de entrada* del regulador paralelo. Cuando la tensión de entrada es constante, la corriente de entrada es casi constante cuando la corriente por la car ga varía. Es por esto por lo que podrá reconocer cualquier regulador paralelo. Una variación en la corriente de car ga no tiene prácticamente ningún efecto sobre la corriente de entrada.

Un último comentario: en la Figura 24.3, la corriente máxima por la carga con la regulación se produce cuando la corriente del zener es casi cero. Por tanto, la corriente máxima por la carga en el circuito de la Figura 24.3 es igual a la corriente de entrada. Esto se cumple para cualquier regulador paralelo. La corriente máxima por la carga con una tensión de salida regulada es igual a la corriente de entrada.

INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 24.3, es importante recordar que V_{out} varía ligeramente cuando la corriente del zener varía. La variación en V_{out} se puede determinar mediante la expresión $\Delta V_{out} = \Delta I_Z R_Z$, donde R_Z representa la impedancia del zener.

Tensión del zener más la caída en un diodo

Para corrientes de carga más grandes, la regulación de carga de un regulador zener como el de la Figura 24.3 empeora (aumenta), porque la variación de la corriente a través de la resistencia del zener puede hacer que la tensión de salida varíe significativamente. Una forma de mejorar la regulación de car ga cuando se tienen corrientes de carga más grandes es añadiendo un transistor al circuito, como se muestra en la Figura 24.4. En este regulador paralelo, la tensión en la carga es igual a:

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} \tag{24.5}$$

Veamos cómo el circuito mantiene constante la tensión de salida: si la tensión de salida trata de aumentar, ese incremento se acoplaría a través del diodo zener a la base del transistor . Esta mayor tensión de la base producirá más corriente de colector a través de R_S, lo que produce una caída de tensión mayor en R_S, que anulará la mayor parte del incremento en la tensión de salida. La única variación destacable será entonces un pequeño incremento en la tensión de carga.

Inversamente, si la tensión de salida trata de disminuir, la tensión realimentada a la base reduce la corriente de colector y la caída de tensión en R_S es más pequeña. De nuevo, el intento de variación en la tensión de salida se anula mediante una variación opuesta en la tensión que cae en la resistencia serie. Esta vez, la única variación destacable es un ligero decremento en la tensión de salida.

Mayor tensión de salida

La Figura 24.5 muestra otro regulador paralelo. Este circuito presenta la ventaja de poder emplear el bajo coeficiente de temperatura de la tensión del zener (entre 5 y 6V). La tensión de salida regulada tendrá aproximadamente el mismo coeficiente de temperatura que el diodo zener, aunque la tensión será mayor.

La realimentación negativa es similar a la del regulador anterior . Cualquier intento de variación de la tensión de salida se realimenta al transistor, la salida de éste compensará casi completamente cualquier intento de variación de la tensión de salida. el resultado es una tensión de salida que varía mucho menos que si no existiera la realimentación negativa.

La tensión de base está dada por:

Figura 24.4 Regulador paralelo mejorado.

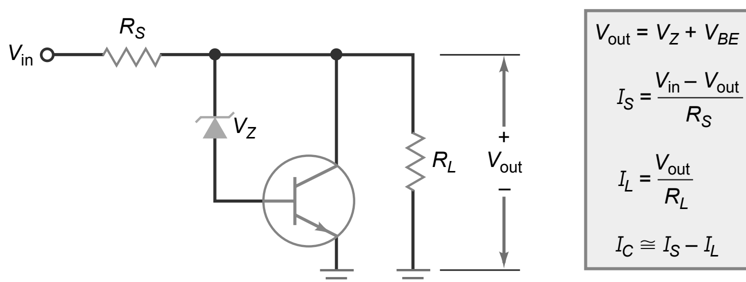
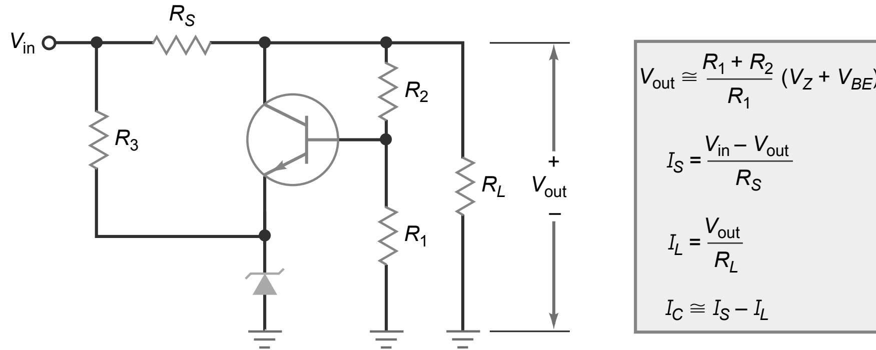


Figura 24.5 Regulador paralelo con una tensión de salida mayor.



$$V_B \cong \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

Esta expresión es una aproximación, porque no incluye el efecto de carga de la corriente de base del divisor de tensión. Normalmente, la corriente de base es lo suficientemente pequeña como para ignorarla. Resolviendo la ecuación anterior para la tensión de salida tenemos:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_B$$

En la Figura 24.5, la tensión de base es la suma de la tensión del zener más una caída de tensión V_{BE}:

$$V_B = V_Z + V_{BE}$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación anterior obtenemos:

$$\boldsymbol{V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE})} \qquad \textbf{(24.6)}$$

La Figura 24.5 muestra las ecuaciones que permiten analizar el circuito. La ecuación de la corriente de colector es una aproximación, porque no incluye la corriente a través del divisor de tensión (R_1 y R_2). Para mantener el rendimiento del regulador tan alto como sea posible, un diseñador normalmente hará que R_1 y R_2 sean mucho más grandes que la resistencia de carga. En consecuencia, la corriente a través del divisor de tensión normalmente es lo suficientemente pequeña como para poder despreciarla en los análisis preliminares.

La desventaja de este regulador es que cualquier variación de V_{BE} se traducirá en una variación en la tensión de salida. Aunque resulta útil para aplicaciones sencillas, el circuito de la Figura 24.5 puede mejorarse.

Regulación mejorada

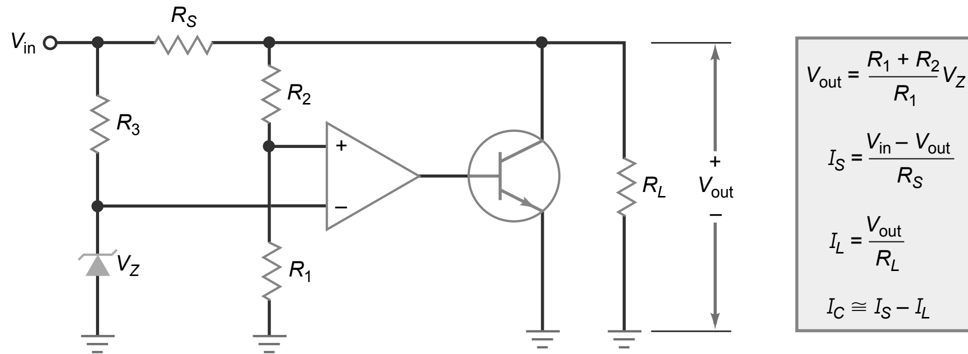
Una forma de reducir el efecto de V_{BE} sobre la tensión de salida es mediante el regulador paralelo de la Figura 24.6. El diodo zener mantiene la entrada inversora del amplificador operacional en un nivel de tensión constante. El divisor de tensión formado por R_1 y R_2 muestrea la tensión de carga y devuelve una tensión de realimentación a la entrada no inversora. La salida del amplificador operacional excita la base del transistor paralelo. Gracias a la realimentación negativa, la tensión de salida se mantiene casi constante a pesar de las variaciones de la red y de la carga.

Por ejemplo, si la tensión en la carga intenta aumentar, la señal de realimentación aplicada a la entrada no inversora aumenta. La salida del amplificador operacional excita la base más fuertemente y aumenta la corriente de colector. Cuanto mayor es la corriente de colector que circula a través de R_S, mayor será la tensión en R_S, lo que compensa la mayor parte de los intentos de aumentar de la tensión de carga. Se produce una corrección similar cuando la tensión en la carga intenta disminuir. En resumen, cualquier intento de variar de la tensión de salida se compensa mediante la realimentación negativa.

En la Figura 24.6, la alta ganancia de tensión del amplificador operacional elimina el efecto de V_{BE} en la Ecuación (24.6), (una situación similar a la que se produce con los circuitos activos de diodos estudiados en el Capítulo 22). Por tanto, la tensión en la carga viene dada por:

$$\boldsymbol{V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z} \qquad \textbf{(24.7)}$$

Figura 24.6 Regulador paralelo con realimentación negativa alta.



Protección contra cortocircuitos

Una ventaja de los reguladores paralelo es que incorporan **protección contra cortocircuitos**. Por ejemplo, si deliberamente ponemos en cortocircuito los terminales de carga en el circuito de la Figura 24.6, ninguno de los componentes del regulador paralelo resultará dañado. Todo lo que ocurrirá es que la corriente de entrada aumentará hasta:

$$I_S = \frac{V_{in}}{R_S}$$

Esta corriente no es lo suficientemente grande como para dañar ninguno de los componentes de un regulador paralelo típico.

Rendimiento

Una forma de comparar reguladores con diferentes diseños es utilizando el *rendimiento,* que se define como sigue:

$$\textbf{Rendimiento} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% \qquad \textbf{(24.8)}$$

donde P_{out} es la potencia en la carga ($V_{out}I_L$) y P_{in} es la potencia de entrada ($V_{in}I_{in}$). La diferencia entre P_{in} y P_{out} es P_{reg}, la potencia que se pierde en los componentes del regulador:

$$P_{reg} = P_{in} - P_{out}$$

En los reguladores paralelo de las Figuras 24.4 a 24.6, la disipación de potencia en R_S y el transistor representan la mayor parte de la potencia consumida por el regulador.

Ejemplo 24.1

En la Figura 24.4, $V_{in} = 15$ V, $R_S = 10\ \Omega$, $V_Z = 9{,}1$ V, $V_{BE} = 0{,}8$ V y $R_L = 40\ \Omega$. Determinar los valores de la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente de carga y la corriente de colector.

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones dadas en la Figura 24.4, podemos realizar los cálculos como sigue:

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} = 9{,}1\text{ V} + 0{,}8\text{ V} = 9{,}9\text{ V}$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15\text{ V} - 9{,}9\text{ V}}{10\ \Omega} = 510\text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}9\text{ V}}{40\ \Omega} = 248\text{ A}$$

$$I_C \cong I_S - I_L = 510 \text{ mA} - 248 \text{ mA} = 262 \text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.1 Repita el Ejemplo 24.1 con V_{in} = 12 V y V_Z = 6,8 V.

Ejemplo 24.2

El regulador paralelo de la Figura 24.5 tiene los siguientes valores de circuito: V_{in} = 15 V, R_S = 10 Ω, V_Z = 6.2 V, V_{BE} = 0,81 V y R_L = 40 Ω. Si R_1 = 750 Ω y R_2 = 250 Ω, ¿cuáles son los valores aproximados de la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente de carga y la corriente de colector?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones de la Figura 24.5, tenemos:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE}) = \frac{750\ \Omega + 250\ \Omega}{750\ \Omega}(6{,}2 \text{ V} + 0{,}81 \text{ V}) = 9{,}35 \text{ V}$$

La tensión de salida exacta será ligeramente más alta que ésta a causa de la corriente de base a través de R_2. Las corriente aproximadas son:

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15 \text{ V} - 9{,}35 \text{ V}}{10\ \Omega} = 565 \text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}35 \text{ V}}{40\ \Omega} = 234 \text{ mA}$$

$$I_C \cong I_S - I_L = 565 \text{ mA} - 234 \text{ mA} = 331 \text{ mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.2 Con V_Z = 7,5 V, repita el Ejemplo 24.2.

Ejemplo 24.3

¿Cuál es el rendimiento aproximado en el ejemplo anterior? ¿Qué potencia disipa el regulador?

SOLUCIÓN La tensión en la carga es aproximadamente igual a 9,35 V y la corriente de carga es aproximadamente igual a 234 mA. La potencia en la carga es:

$$P_{out} = V_{out}I_L = (9{,}35 \text{ V})(234 \text{ mA}) = 2{,}19 \text{ W}$$

En la Figura 24.5, la corriente de entrada es:

$$I_{in} = I_S + I_3$$

En cualquier regulador paralelo bien diseñado, I_S es mucho mayor que I_3 para mantener el rendimiento alto. Por tanto, la potencia de entrada es:

$$P_{in} = V_{in}I_{in} \cong V_{in}I_S = (15 \text{ V})(565 \text{ mA}) = 8{,}48 \text{ W}$$

El rendimiento del regulador es:

$$\text{Rendimiento} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% = \frac{2{,}19 \text{ W}}{8{,}48 \text{ W}} \cdot 100\% = 25{,}8\%$$

Este rendimiento es bajo comparado con el rendimiento de otros reguladores (reguladores serie y reguladores conmutados). El bajo rendimiento es una de las desventajas de los reguladores paralelo. Este bajo rendimiento se produce a causa de la disipación de potencia en las resistencias serie y el transistor paralelo, que es:

$$P_{reg} = P_{in} - P_{out} \cong 8{,}48 \text{ W} - 2{,}19 \text{ W} = 6{,}29 \text{ W}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.3 Repita el Ejemplo 24.3 con $V_Z = 7{,}5$ V.

Ejemplo 24.4

El regulador paralelo de la Figura 24.6 tiene estos valores de circuito: $V_{in} = 15$ V, $R_S = 10\ \Omega$, $V_Z = 6{,}8$ V y $R_L = 40\ \Omega$. Si $R_1 = 7{,}5$ kΩ y $R_2 = 2{,}5$ kΩ, ¿cuáles son los valores aproximados de la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente por la carga y la corriente de colector?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones facilitadas en la Figura 24.6:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z = \frac{7{,}5\ \text{k}\Omega + 2{,}5\ \text{k}\Omega}{7{,}5\ \text{k}\Omega}(6{,}8\ \text{V}) = 9{,}07\ \text{V}$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15\ \text{V} - 9{,}07\ \text{V}}{10\ \Omega} = 593\ \text{mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9{,}07\ \text{V}}{40\ \Omega} = 227\ \text{mA}$$

$$I_C \cong I_S - I_L = 593\ \text{mA} - 227\ \text{mA} = 366\ \text{mA}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.4 En el Ejemplo 24.4, cambie V_{in} a 12 V y calcule la corriente aproximada de colector del transistor. ¿Cuál es la potencia aproximada disipada por R_S?

Ejemplo 24.5

Calcule la corriente máxima por la carga en los Ejemplos 24.1, 24.2 y 24.4.

SOLUCIÓN Como se ha visto anteriormente, cualquier regulador paralelo tiene una corriente máxima de carga aproximadamente igual a la corriente que circula por R_S. Puesto que ya hemos calculado I_S en los Ejemplos 24.1, 24.2 y 24.4, la corriente máxima de carga en cada caso es:

$$I_{máx} = 510\ \text{mA}$$

$$I_{máx} = 565\ \text{mA}$$

$$I_{máx} = 593\ \text{mA}$$

Ejemplo 24.6

Cuando el regulador paralelo de la Figura 24.5 se construye y prueba, se miden los siguientes valores: $V_{NL} = 9{,}91$ V, $V_{FL} = 9{,}81$ V, $V_{HL} = 9{,}94$ V y $V_{LL} = 9{,}79$ V. ¿Cuál es la regulación de carga? ¿Cuál es la regulación de red?

SOLUCIÓN

$$\text{Regulación de carga} = \frac{9{,}91\ \text{V} - 9{,}81\ \text{V}}{9{,}81\ \text{V}} \times 100\% = 1{,}02\%$$

$$\text{Regulación de red} = \frac{9{,}94\ \text{V} - 9{,}79\ \text{V}}{9{,}79\ \text{V}} \times 100\% = 1{,}53\%$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.6 Repita el Ejemplo 24.6 utilizando los siguientes valores: $V_{NL} = 9{,}91$ V, $V_{FL} = 9{,}70$ V, $V_{HL} = 10{,}0$ V y $V_{LL} = 9{,}68$ V.

24.3 Reguladores serie

La desventaja de un regulador paralelo es su bajo rendimiento, debido a las altas pérdidas de potencia en las resistencias serie y el transistor paralelo. Cuando el rendimiento no es importante, se pueden utilizar los reguladores paralelo, ya que presentan la ventaja de su simplicidad.

Mejor rendimiento

Cuando el rendimiento es importante, puede emplearse un regulador serie o o un regulador conmutado. El regulador conmutado es el más eficiente de todos los reguladores de tensión, ya que proporciona un rendimiento para la carga máxima de aproximadamente el 75 hasta más del 95 por ciento. Sin embar go, los reguladores conmutados son *ruidosos* ya que producen **interferencias de radiofrecuencia** (RFI, *radio-frequency interference*), causadas por la conmutación de un transistor entre sus estados *on* y *off* a frecuencias que van desde aproximadamente 10 kHz hasta más de 100 kHz. Otra desventaja es que un regulador conmutado es el regulador más complicado de diseñar y de construir.

Por el contrario, el regulador serie es *silencioso* porque su transistor siempre trabaja en la región lineal. Además, un regulador serie es relativamente sencillo de diseñar y construir comparado con un regulador conmutado. Por último, un regulador serie tiene rendimientos para la carga máxma del 50 al 70 por ciento, lo que está basatante bien para la mayoría de las aplicaciones en las que la potencia en la carga es menor que 10 W.

Además de las razones anteriores, el regulador serie ha surgido como la opción preferida para la mayoría de las aplicaciones cuando la potencia en la car ga no es demasaido alta. Su relativa simplicidad, funcionamiento silencioso y la disipación de potencia del transistor aceptable hacen del regulador serie la opción natural para muchas aplicaciones. El resto de esta sección se ocupa del regulador serie.

Seguidor de zener

El regulador serie más simple es el seguidor de zener de la Figura 24.7. Como hemos visto en el Capítulo 1 1, el diodo zener opera en la región de disyunción, produciendo una tensión de base igual a la tensión del zener. El transistor está conectado como un seguidor de emisor. Por tanto, la tensión en la carga es igual:

$$V_{out} = V_Z - V_{BE} \tag{24.9}$$

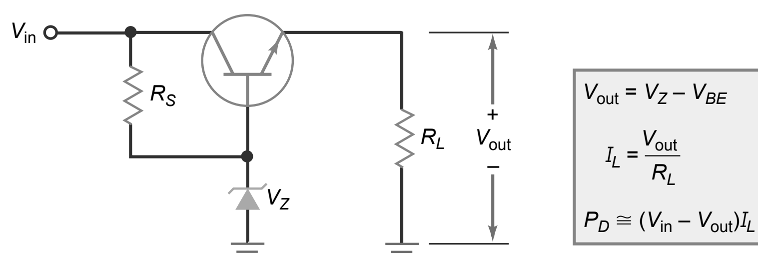
Si la tensión de la red o la corriente por la car ga varía, la tensión del zener y la tensión base-emisor variarán sólo ligeramente. Por tanto, la tensión de salida sólo sufrirá variaciones pequeñas para grandes variaciones de la tensión de red o de la corriente por la carga.

En un regulador serie, la corriente por la carga será aproximadamente igual a la corriente de entrada porque la corriente que circula por R_S normalmente es lo suficientemente pequeña como para poder ignorarla en los análisis preliminares. El transistor de un regulador serie se denomina **transistor de paso** porque toda la corriente de carga pasa a su través.

Un regulador serie es más eficiente que un regulador paralelo porque hemos reemplazado las resistencias serie por el transistor de paso. Ahora, la única pérdida de potencia significativa es la debida al transistor. El más alto rendimiento es una de las principales razones por las que se prefiere el regulador serie al regulador paralelo cuando se necesitan corrientes más altas por la carga.

Recuerde que el regulador paralelo proporciona una corriente de entrada constante cuando la corriente por la carga varía. El regulador serie es diferente, ya que su corriente de entrada es aproximadamente igual a la corriente de carga. Cuando la corriente de carga varía en un regulador serie, la corriente de entrada varía en la misma cantidad. Esto nos permite reconocer las variantes de diseño de los reguladores serie y paralelo. En los reguladores

Figura 24.7 El seguidor de zener es un a regulador serie.



paralelo, la corriente de entrada es constante cuando la corriente de car ga varía, mientras que en los reguladores serie, varía cuando la corriente por la carga varía.

Regulador de dos transistores

La Figura 24.8 muestra el regulador serie de dos transistores explicado en el Capítulo 11. Si V_{out} trata de aumentar a causa de un incremento en la tensión de la red o por un incremento en la resistencia de carga, se realimenta más tensión a la base del transistor Q_1. Esto produce una mayor corriente de colector en Q_1 a través de R_4 y una menor tensión de base en Q_2. Esta disminución de tensión en la base del seguidor de emisor Q_2 prácticamente compensa todos los intentos de aumentar de la tensión de salida.

Del mismo modo, si la tensión de salida trata de disminuir a causa de una disminución en la tensión de la red o una disminución de la resistencia de carga, habrá menos tensión de realimentación en la base de Q_1. Esto produce más tensión en la base de Q_2, lo que incrementa la tensión de salida y compensa casi completamente los intentos de disminuir de la tensión de salida. El efecto neto es sólo una ligera disminución de la tensión de salida.

Tensión de salida

Como se ha descrito en el Capítulo 11, la tensión de salida del circuito de la Figura 24.8 está dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE}) \quad (24.10)$$

En un regulador serie como el de la Figura 24.8, podemos utilizar una tensión de zener baja (5 a 6 V) con un coeficiente de temperatura de aproximadamente cero. La tensión de salida tiene aproximadamente el mismo coeficiente de temperatura que la tensión del zener.

Tensión diferencial entrada/salida, disipación de potencia y rendimiento

En la Figura 24.8, la **tensión diferencial entrada/salida** se define como la diferencia entre las tensiones de entrada y de salida:

$$\text{Tensión diferencial entrada/salida} = V_{in} - V_{out} \quad (24.11)$$

La corriente que circula por el transistor de paso de la Figura 24.8 es igual a:

$$I_C = I_L + I_2$$

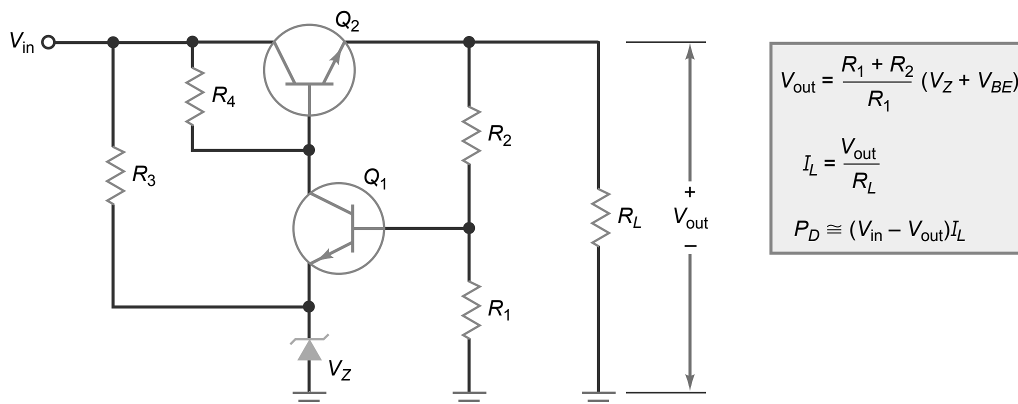
donde I_2 es la corriente por R_2. Para mantener un rendimiento alto, un diseñador tendrá que hacer I_2 mucho más pequeña que el valor de la corriente para la car ga máxima, I_L. Por tanto, podemos ignorar I_2 para corrientes de carga muy grandes y escribir:

$$I_C \cong I_L$$

Para corrientes de carga muy altas, la disipación de potencia en el transistor de paso está dada por el producto de la tensión diferencial entrada/salida y la corriente de carga:

$$P_D \cong (V_{in} - V_{out})I_L \quad (24.12)$$

Figura 24.8 Regulador serie discreto



En algunos reguladores serie, la disipación de potencia en el transistor de paso es muy grande. En este caso, puede utilizarse un disipador grande. En ocasiones, es necesario un ventilador para eliminar el exceso de calor dentro del equipo.

Para la corriente con la carga máxima, la mayoría de la disipación de potencia del regulador se debe al transistor de paso. Dado que la corriente en el transistor de paso es aproximadamente igual a la corriente por la carga, el rendimiento queda determinado como sigue:

$$\textbf{Rendimiento} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\% \tag{24.13}$$

Con esta aproximación, el mejor rendimiento se obtiene cuando la tensión de salida es casi tan grande como la tensión de entrada. Esto implica que cuanto menor sea la tensión diferencial entrada/salida, mejor será el rendimiento.

Para mejorar el funcionamiento de un regulador serie, a menudo se emplea una conexión Darlington para el transistor de paso. Esto nos permite utilizar un transistor de baja potencia para excitar a un transistor de potencia. La conexión Darlington nos permite emplear valores mayores de R_1 a R_4 para mejorar el rendimiento.

Regulación mejorada

La Figura 24.9 muestra cómo podemos emplear un amplificador operacional para obtener un mejor rendimiento. Si la tensión de salida trata de aumentar, se realimenta más tensión a la entrada inversora. Esto reduce la salida del amplificador operacional, la tensión de base del transistor de paso y los intentos de aumentar de la tensión de salida. Si la tensión de salida trata de disminuir , se realimenta menos tensión al amplificador operacional, aumentando la tensión de base del transistor de paso, el cual casi compensa por completo los intentos de disminuir de la tensión de salida.

La derivación de la tensión de salida es casi la misma que para el regulador de la Figura 24.8, excepto en que la alta ganancia de tensión del amplificador operacional elimina a V_{BE} de la ecuación. Por tanto, la tensión en la carga está dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z \tag{24.14}$$

En la Figura 24.9, el amplificador operacional se utiliza como un amplificador no inversor con una ganancia de tensión en lazo cerrado de:

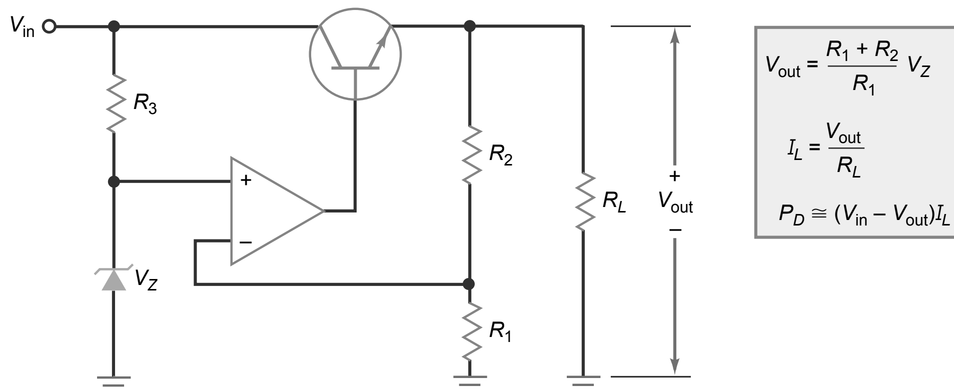
$$A_{v(CL)} = \frac{R_2}{R_1} + 1 \tag{24.15}$$

La tensión de entrada amplificada es la tensión del zener Por esto, en ocasiones, la Ecuación (24.14) se escribe del siguiente modo:

$$V_{out} = A_{v(CL)} V_Z \tag{24.16}$$

Por ejemplo, si $A_{v(CL)} = 2$ y $V_Z = 5,6$ V, la tensión de salida será 11,2 V.

Figura 24.9 Regulador serie con realimentación negativa.



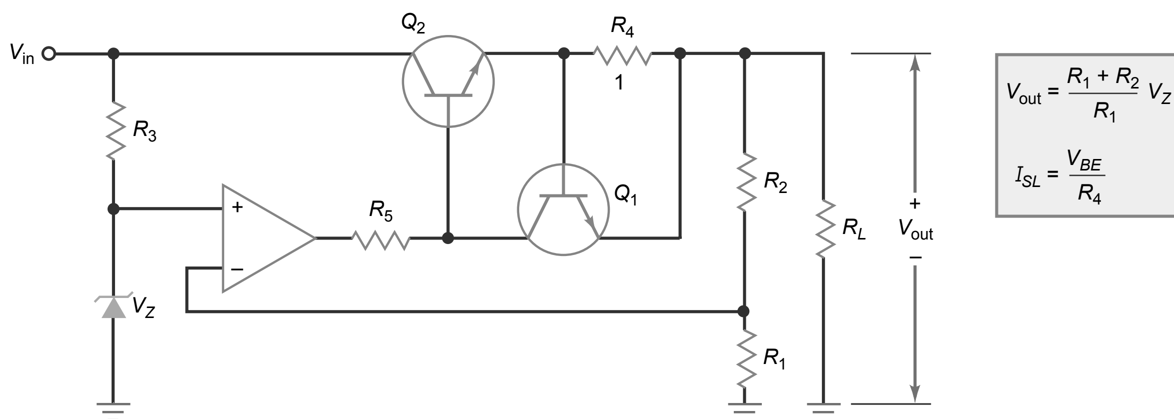


Figura 24.10 Regulador serie con limitación de corriente.

Limitación de corriente

A diferencia del regulador paralelo, el regulador serie de la Figura 24.9 no proporciona *protección contra cortocircuitos.* Si accidentalmente cortocircuitamos los terminales de carga, la corriente por la carga aumentará tendiendo a infinito, lo que destruirá el transistor de paso. Esto también puede destruir uno o más diodos de una fuente de alimentación no regulada que esté excitando al regulador serie. Para protegerse contra cortocircuitos accidentales de los terminales de carga, los reguladores serie normalmente incluyen alguna forma de **limitación de corriente**.

La Figura 24.10 muestra una manera de limitar la corriente por la carga a valores seguros. R_4 es una resistencia pequeña denominada **resistencia para limitación de corriente**. Para esta explicación, vamos a utilizar una R_4 de 1 Ω. Puesto que la corriente de carga tiene que pasar a través de R_4, la resistencia para limitación de la corriente producirá la tensión base-emisor de Q_1.

Cuando la corriente de carga sea menor de 600 mA, la tensión en R_4 será menor que 0,6 V. En este caso, Q_1 se corta y el regulador funciona como se ha descrito anteriormente. Si el valor de la corriente de carga se encuentra entre 600 y 700 mA, la tensión en R_4 estará entre 0,6 y 0,7 V. Esto pone en conducción a Q_1. La corriente de colector de Q_1 circulará a través de R_5, lo que hace que aumente la tensión de base de Q_2, reduciendo la tensión y la corriente en la carga.

Si la carga está cortocircuitada, Q_1 conduce fuertemente y produce una caída de tensión en la base de Q_2 de aproximadamente 1,4 V (dos caídas V_{BE} por encima de tierra). La corriente por el transistor de paso normalmente está limitada a 700 mA; puede ser ligeramente mayor o menor que este valor, dependiendo de las características de los dos transistores.

En ocasiones, se añade al circuito la resistencia R_5 porque la impedancia de salida del amplificador operacional es muy baja (75 Ω habitualmente). Sin R_5, el transistor para limitar la corriente no proporciona la suficiente ganancia de tensión como para generar la limitación de corriente. Un diseñador seleccionará un valor de R_5 lo suficientemente alto como para poder producir la ganancia de tensión necesaria en el transistor limitador de corriente, pero no tan alta como para impedir que el amplificador operacional excite al transistor de paso. Valores típicos de R_5 van desde unos pocos cientos hasta unos miles de ohmios.

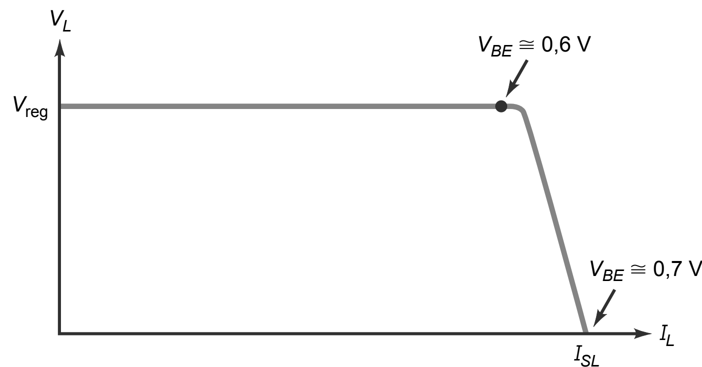
La Figura 24.11 resume el concepto de limitación de corriente. Como aproximación, la gráfica indica los 0,6V como la tensión para la que comienza la limitación de corriente y 0,7 V como la tensión para las que se dan las condiciones de cortocircuito de la carga. Cuando la corriente en la carga es muy pequeña, la tensión de salida se regula y tiene un valor de V_{reg}. Si I_L aumenta, la tensión en la carga permanece constante hasta un valor de V_{BE} de aproximadamente 0,6 V. Por encima de este punto, Q_1 conduce y el proceso de limitación de corriente entra en funcionamiento. Aumentos adicionales de I_L hacen que la tensión en la carga y la regulación desaparece. Cuando la carga está cortocircuitada, la corriente por la misma está limitada a un valor I_{SL}, la corriente de carga con los *terminales de carga cortocircuitados.*

Si se cortocircuitan los terminales de carga en el circuito de la Figura 24.10, la corriente de carga está dada por:

INFORMACIÓN ÚTIL

En las fuentes de alimentación reguladas comerciales, la R_4 de la Figura 24.10 a menudo es una resistencia variable, que permite al usuario fijar la corriente máxima de salida para una aplicación concreta.

Figura 24.11 Gráfica de la tensión de carga en función de la corriente de carga con limitación de corriente simple.



$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4} \qquad (24.17)$$

donde V_{BE} puede aproximarse como 0,7 V. Para corrientes de carga más grandes, la tensión V_{BE} del transistor limitador de corriente puede ser ligeramente más alta. En esta exposición hemos empleado un valor para R_4 de 1 Ω Cambiando el valor de R_4, podemos obtener una limitación de corriente que comience en cualquier nivel. Por ejemplo, si $R_4 = 10\ \Omega$, la limitación de corriente comenzará en aproximadamente 60 mA con una corriente de carga con los terminales de carga cortocircuitado de aproximadamente 70 mA.

Limitación con reducción de corriente

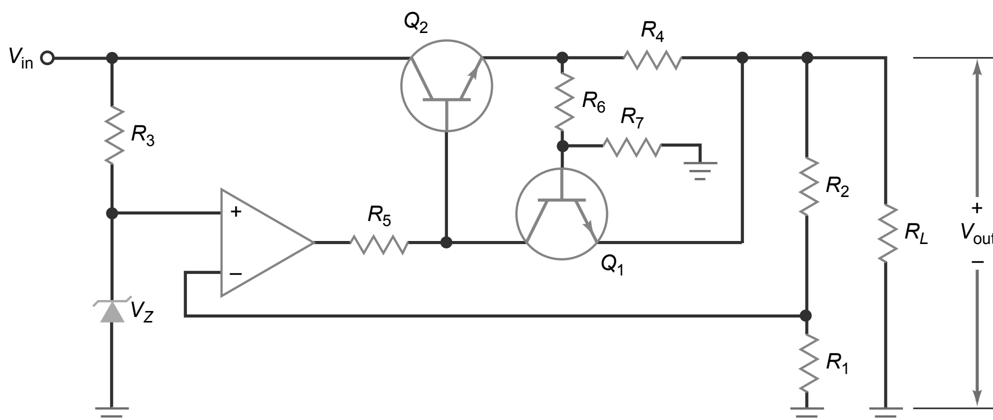
La limitación de corriente es una gran mejora, ya que protegerá al transistor de paso y a los diodos rectificadores en caso de que accidentalmente se cortocircuiten los terminales de carga. Sin embargo, tiene la desventaja de la alta disipación de potencia en el transistor de paso cuando se cortocircuitan los terminales de la carga. Con un cortocircuito en la carga, prácticamente toda la tensión de entrada aparecerá en el transistor de paso.

Para impedir una disipación de potencia excesiva en el transistor de paso cuando la carga está cortocircuitada, un diseñador puede añadir un mecanismo de **limitación con reducción de corriente** (Figura 24.12). La tensión que cae en la resistencia para limitar la corriente R_4 se aplica a un divisor de tensión (R_6 y R_7) cuya salida alimenta la base de Q_1. En la mayor parte del rango de la corriente de carga, la tensión de base del transistor Q_1 es menor que la tensión de emisor, y V_{BE} es negativa, lo que hace que Q_1 se mantenga cortado.

Sin embargo, cuando la corriente de carga es lo suficientemente alta, la tensión de base de Q_1 se hace mayor que la tensión de emisor. Cuando V_{BE} está entre 0,6 y 0,7 V, la limitación de corriente se activa. Más allá de este punto, disminuciones adicionales de la resistencia de carga hacen que la corriente disminuya. Como resultado, la corriente de cortocircuito por la carga es mucho menor que cuando no se utiliza el mecanismo de limitación con reducción de corriente.

La Figura 24.13 muestra cómo varía la tensión de salida con la corriente de carga. La tensión en la carga es constante hasta un valor máximo $I_{máx}$. En este punto, se inicia el mecanismo de limitación de corriente. Si la

Figura 24.12 Regulador serie con limitación con reducción de corriente.



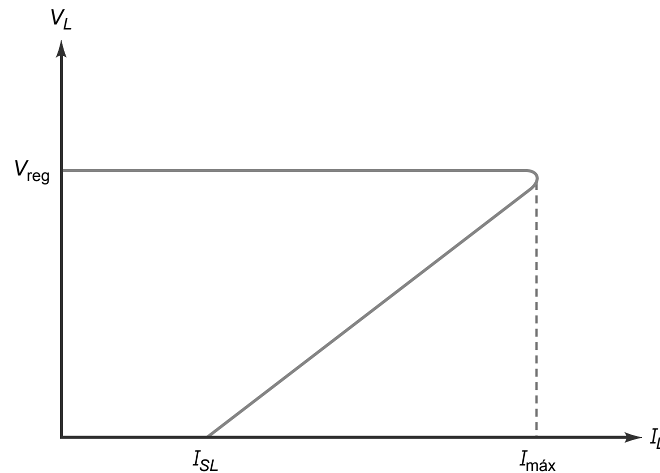
$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z$$

$$K = \frac{R_7}{R_6 + R_7}$$

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{KR_4}$$

$$I_{max} = I_{SL} + \frac{(1 - K)V_{out}}{KR_4}$$

Figura 24.13 Gráfica de la tensión de carga en función de la corriente de carga con limitación con reducción de corriente.



resistencia de carga disminuye aún más, la corriente disminuye. Cuando hay un cortocircuito en los terminales de carga, la corriente por la carga es igual a I_{SL}. La principal ventaja de la limitación con reducción de corriente es que se reduce la disipación de potencia en el transistor de paso cuando accidentalmente se cortocircuitan los terminales de carga.

En la Figura 24.13, la disipación de potencia del transistor cuando la carga es máxima es igual a:

$$P_D = (V_{in} - V_{reg})I_{máx}$$

Cuando la carga está cortocircuitada, la disipación de potencia es aproximadamente igual a:

$$P_D \cong V_{in}I_{SL}$$

Normalmente, un diseñador utilizará una I_{SL} que será dos o tres veces más pequeña que $I_{máx}$. De este modo, podrá mantener la disipación de potencia del transistor de paso por debajo del nivel que se obtiene en condiciones de máxima carga.

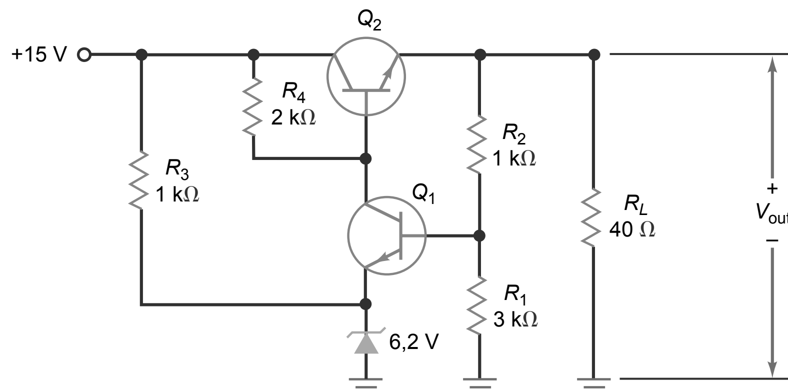
Ejemplo 24.7

Calcule la tensión de salida aproximada en el circuito de la Figura 24.14. ¿Cuál es la disipación de potencia en el transistor de paso?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones dadas en la Figura 24.8:

$$V_{out} = \frac{3\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega}{3\ \text{k}\Omega}(6{,}2\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V}) = 9{,}2\ \text{V}$$

Figura 24.14 Ejemplo.



La corriente del transistor es aproximdamente la misma que la corriente de carga:

$$I_C = \frac{9{,}2\text{ V}}{40\,\Omega} = 230\,\text{mA}$$

La disipación de potencia del transistor es:

$$P_D = (15\text{ V} - 9{,}2\text{ V})(230\text{ mA}) = 1{,}33\text{ W}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.7 En la Figura 24.14, cambie la tensión de entrada a +12 V y V_Z a 5,6 V. Calcule V_{out} y P_D.

Ejemplo 24.8

¿Cuál es el rendimiento aproximado en el Ejemplo 24.7?

SOLUCIÓN La tensión en la carga es de 9,2 V y la corriente por la misma es de 230 mA. La potencia de salida será por tanto:

$$P_{out} = (9{,}2\text{ V})(230\text{ mA}) = 2{,}12\text{ W}$$

La tensión de entrada es 15 V y la corriente de entrada es aproximadamente igual a 230 mA, el valor de la corriente de carga. Por tanto, la potencia de entrada es:

$$P_{in} = (15\text{ V})(230\text{ mA}) = 3{,}45\text{ W}$$

El rendimiento es:

$$\text{Rendimiento} = \frac{2{,}12\text{ W}}{3{,}45\text{ W}} \cdot 100\% = 61{,}4\%$$

También podemos utilizar la Ecuación (24.13) para calcular el rendimiento de un regulador serie:

$$\text{Rendimiento} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\% = \frac{9{,}2\text{ V}}{15\text{ V}} \times 100\% = 61{,}3\%$$

Este resultado es mucho mejor del 25,8 por ciento, el rendimiento del regulador paralelo del Ejemplo 24.3. Típicamente, un regulador serie tiene un rendimiento que es aproximadamente dos veces mayor que el de un regulador paralelo.

PROBLEMA PRÁCTICO 24.8 Repita el Ejemplo 24.8 con $V_{in} = +12$ V y $V_Z = 5{,}6$ V.

Ejemplo 24.9

¿cuál es la tensión de salida aproximada del circuito de la Figura 24.15? ¿Por qué se utiliza un transistor Darlington?

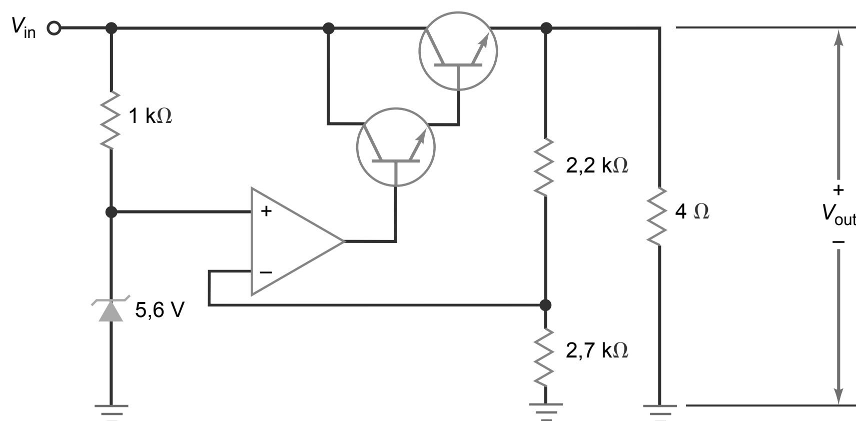
SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones dadas en la Figura 24.9:

$$V_{out} = \frac{2{,}7\,\text{k}\Omega + 2{,}2\text{ k}\Omega}{2{,}7\,\text{k}\Omega}(5{,}6\text{ V}) = 10{,}2\text{ V}$$

La corriente por la carga es:

$$I_L = \frac{10{,}2\text{ V}}{4\,\Omega} = 2{,}55\text{ A}$$

Figura 24.15 Regulador serie con transistor Darlington.



Si para el transistor de paso se hubiera utilizado un transistor normal con una ganancia de corriente de 100, la corriente de base requerida sería:

$$I_B = \frac{2{,}55\text{ A}}{100} = 25{,}5\text{ mA}$$

Esta corriente de salida es muy alta para un amplificador operacional típico. Si se utiliza un transistor Darlington, la corriente de base del transistor de paso se reduce a un valor mucho menor. Por ejemplo, un transistor Darlington con una ganancia de corriente de 1000 requeriría una corriente de base de sólo 2,55 mA.

PROBLEMA PRÁCTICO 24.9 En el circuito de la Figura 24.15, determine la tensión de salida si la tensión del zener se cambia a 6,2 V.

Ejemplo 24.10

Cuando el regulador serie de la Figura 24.15 se construye y se prueba, se miden los siguientes valores: V_{NL} = 10,16 V; V_{FL} = 10,15 ;, V_{HL} = 10,16 V y V_{LL} = 10,07 V. ¿Cuál es la regulación de carga? ¿Y la regulación de red?

SOLUCIÓN

$$\text{Regulación de carga} = \frac{10{,}16\text{ V} - 10{,}15\text{ V}}{10{,}15\text{ V}} \times 100\% = 0{,}0985\%$$

$$\text{Regulación de red} = \frac{10{,}16\text{ V} - 10{,}07\text{ V}}{10{,}07\text{ V}} \times 100\% = 0{,}894\%$$

Este ejemplo demuestra lo efectiva que es la realimentación negativa al reducir los efectos de las variaciones en la tensión de red y en la carga. En ambos casos, la variación producida en la tensión de salida regulada es menor del 1 por ciento.

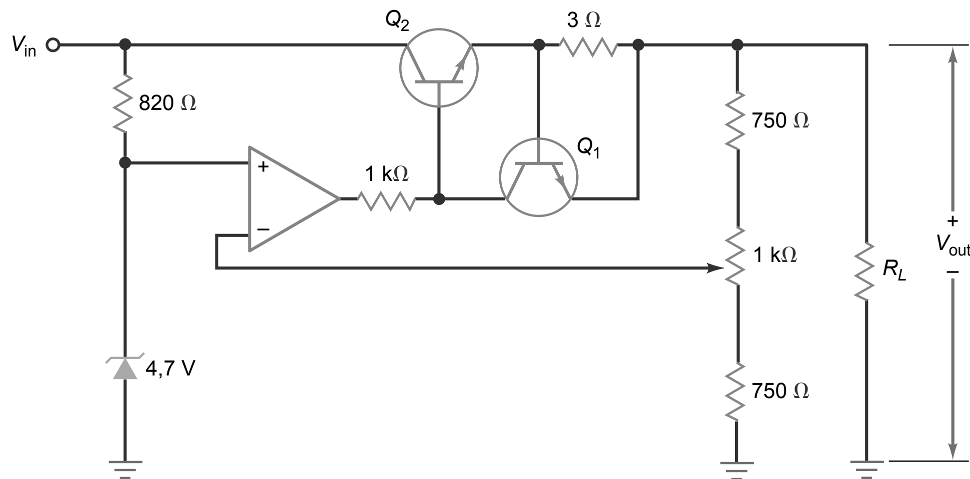
Ejemplo 24.11

En la Figura 24.16, V_{in} puede variar entre 17,5 y 22,5 V. ¿Cuál es la corriente máxima del zener? ¿Cuáles son los valores mínimo y máximo de la tensión de salida regulada? Si la tensión de salida regulada es 12,5 V, ¿cuál es la resistencia de carga para la se activa el mecanismo de limitación de corriente? ¿Cuál es el valor aproximado de la corriente de cortocircuito por la carga?

SOLUCIÓN La corriente máxima del zener se obtiene cuando la tensión de entrada es de 22,5 V:

$$I_Z = \frac{22{,}5\text{ V} - 4{,}7\text{ V}}{820\ \Omega} = 21{,}7\text{ mA}$$

Figura 24.16 Ejemplo.



La tensión mínima de salida regulada se obtiene cuando el cursor del potenciómtero de 1 k Ω está colocado en el extremo superior. En este caso, R_1 = 1750 Ω, R_2 = 750 Ω y la tensión de salida es:

$$V_{out} = \frac{1750\ \Omega + 750\ \Omega}{1750\ \Omega}(4{,}7\ V) = 6{,}71\ V$$

La tensión máxima de salida regulada se obtiene cuando el cursor del potenciómetro de 1 kΩ está colocado en el extremo inferior. En este caso, R_1 = 750 Ω y R_2 = 1750 Ω, y la tensión de salida es:

$$V_{out} = \frac{750\ \Omega + 1750\ \Omega}{750\ \Omega}(4{,}7\ V) = 15{,}7\ V$$

La limitación de corriente se activa cuando la tensión que cae en la resistencia limitadora de corriente es aproximadamente 0,6 V. En este caso, la corriente por la carga es:

$$I_L = \frac{0{,}6\ V}{3\ \Omega} = 200\ mA$$

Con una tensión de salida de 12,5 V, la resistencia de carga para la que se activa la limitación de corriente es aproximadamente igual a:

$$R_L = \frac{12{,}5\ V}{200\ mA} = 62{,}5\ \Omega$$

Si los terminales de carga están cortocircuitados, la tensión en la resistencia limitadora de corriente es aproximadamente de 0,7 V y la corriente de cortocircuito por la carga es:

$$I_{SL} = \frac{0{,}7\ V}{3\ \Omega} = 233\ mA$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.11 Repita el Ejemplo 24.1 1 utilizando un zener de 3,9 V y una resistencia limitadora de corriente de 2 Ω.

24.4 Reguladores lineales monolíticos

Existe una amplia variedad de **reguladores de tensión integrados** lineales con una serie de pines que van desde 3 hasta 14. Todos son reguladores serie porque el regulador serie es más eficiente que el regulador paraleloAlgunos reguladores integrados se emplean en aplicaciones especiales en las que se pueden configurar resistencias externas para fijar la limitación de corriente, la tensión de salida, etc.Además, los reguladores integrados más ampliamente utilizados son aquellos que sólo tienen tres pines: uno para la tensión de entrada no regulada, otro para la tensión de salida regulada y otro para tierra.

Los reguladores de tres terminales disponibles en encapsulados de plástico o de metal se han hecho extremadamente populares porque son baratos y fáciles de utilizar. Aparte de dos condensadores de desacoplo opcionales, los reguladores de tensión integrados de tres terminales no requieren ningún otro componente externo.

Tipos básicos de reguladores integrados

La mayoría de los reguladores de tensión integrados utilizan uno de estos tipos de tensión de salida: positiva fija, negativa fija o ajustable. Los reguladores integrados con salidas positiva o negativa fija se ajustan durante el proceso de fabricación para proprocionar diferentes tensiones fijas con valores desde aproximadamente 5 hasta 24 V. Los reguladores integrados con una salida ajustable pueden variar la tensión de salida regulada desde menos de 2 V hasta más de 40 V.

Los reguladores integrados se clasifican también como estándar, de baja potencia y de baja tensión diferencial. Los reguladores integrados estándar están diseñados para aplicaciones sencillas y no críticas. Utilizando un disipador, un regulador integrado estándar puede trabajar con una corriente de carga de más de 1 A.

Si las corrientes de carga alcanzan valores de hasta 100 mA serán adecuados los *reguladores integrados de baja potencia,* que están disponibles en encapsulados TO-92, el mismo tipo que emplean transistores de pequeña señal como por ejemplo, el 2N3904. Puesto que estos reguladores no requieren disipados, serán adecuados y fáciles de utilizar.

La **tensión diferencial de entrada/salida mínima** (*dropout voltage*) de un regulador integrado es la diferencia de tensión mínima entre la tensión de entrada y la de salida necesaria para que tenga lugar la regulación. Por ejemplo, los reguladores integrados estándar tiene una tensión diferencial de entrada/salida mínima de 2 a 3 V, lo que significa que la tensión de entrada tiene que ser al menos 2 o 3V mayor que la tensión de salida regulada, para que el chip lleve a cabo la regulación de tensión de acuerdo con las especificaciones. En aplicaciones en las que no esté disponible esta tensión diferencial mínima de 2 a 3 V, pueden emplearse los *reguladores integrados de baja tensión diferencial.* Estos reguladores tienen tensiones diferenciales típicas de 0,15 V para una corriente de carga de 100 mA y 0,7 V para una corriente de carga de 1 A.

Regulación integrada en la placa y regulación en un único punto

Con la *regulación en un único punto,* tenemos que construir una fuente de alimentación con un regulador de tensión grande que distribuya la tensión regulada a todas las distintas *placas* (tarjetas de circuito impreso) del sistema. Esto suele crear problemas. Para empezar, un único regulador tiene que proporcionar una sola corriente de carga grande igual a la suma de todas las corrientes de cada una de las placas. En segundo lugar, el ruido u otras **interferencias electromagnéticas** pueden inducirse en los cables de conexión entre la fuente de alimentación regulada y las placas.

Dado que los reguladores integrados son baratos, los sistemas electrónicos que contienen muchas placas, a menudo, emplean el mecanismo de *regulación integrada en la placa.* Esto significa que cada placa dispone de su propio regulador de tres terminales para suministrar la tensión utilizada por los componentes de la placa. Con la regulación integrada en la placa, podemos suministrar una tensión no regulada procedente de una fuente de alimentación a cada placa y tener un regulador integrado local que se ocupe de regular la tensión de su placa. Esto elimina los problemas de tener que proporcionar una corriente de carga grande y del ruido asociado con la regulación en un único punto.

Redefinición de la regulación de carga y de red

Hasta ahora, hemos utilizado las definiciones originales para la regulación de carga y de red. Los fabricantes de reguladores integrados de tensiones fijas prefieren especificar la variación de la tensión en la carga para un rango de condiciones de carga y de red. He aquí las definiciones para la regulación de carga y de red que se emplean en las hojas de características de los reguladores de tensión fija:

Regulación de carga = ΔV_{out} para un rango de corriente de carga

Regulación de red = ΔV_{out} para un rango de tensión de entrada

Por ejemplo, el LM7815 es un regulador integrado que genera una tensión de salida positiva fija de 15 V. La hoja de características especifica las regulaciones de carga y de red siguientes:

Regulación de carga = 12 mV para I_L = 5 mA a 1,5 A

Regulación de red = 4 mV para V_{in} = 17,5 V a 30 V

La regulación de carga dependerá de las condiciones de medida. La regulación de carga anterior está medida para $T_J = 25°C$ y $V_{in} = 23$ V. De forma similar, la regulación de red anterior está medida para $T_J = 25°C$ y $I_L = 500$ mA. En cada cao, la temperatura de la unión del dispositivo es igual a 25°C.

La serie LM7800

La serie LM78XX (donde XX = 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18 o 24) es típica de reguladores de tensión de tres terminales. El 7805 proporciona una salida de +5 V, el 7806 una de +6 V, el 7808 una de +8 V, etc., hasta el 7824, que proporciona una salida de +24 V.

La Figura 24.17 muestra el diagrama de bloques funcional de la serie 78XX. La tensión de referencia V_{ref} excita la entrada no inversora de un amplificador . La regulación de tensión es parecida a la que hemos visto en nuestra anterior exposición. Un divisor de tensión formado por R_1' y R_2' muestrea la tensión de salida y devuelve una tensión de realimentación a la entrada inversora de un amplificador de alta ganancia. La tensión de salida está dada por:

$$V_{out} = \frac{R_1' + R_2'}{R_1'} V_{ref}$$

En esta ecuación, la tensión de referencia es equivalente a la tensión del zener utilizada en las anteriores secciones. Las primas de R_1' y R_2' indican que estas resistencias están dentro del propio CI, en lugar de ser resistencias externas. Estas resistencias se ajustan durante el proceso de fabricación para proporcionar las diferentes tensiones de salida (5 a 24 V) de la serie 78XX. La tolerancia de la tensión de salida es del ±4 por ciento.

El LM78XX incluye un transistor de paso que puede manejar corrientes de carga de 1 A, siempre que se utilice el apropiado disipador. También integra mecanismos de protección térmica y de limitación de corriente. **Protección térmica** quiere decir que el chip se desconectará por sí mismo cuando la temperatura interna sea demasiado alta, alrededor de 175°C. Se trata de una precaución frente a una disipación de potencia excesiva, que depende de la temperatura ambiente, del tipo de disipador y de otras variables. Gracias a la protección térmica y la limitación de corriente, los dispositivos de la serie 78XX son prácticamente indestructibles.

Regulador fijo

La Figura 24.18*a* muestra un LM7805 conectado a un regulador de tensión fijo. El pin 1 es la entrada, el pin 2 es la salida y el pin 3 es tierra. El LM7805 proporciona una tensión de salida de +5 V y una corriente máxima por la carga de aproximadamente 1 A. La regulación de carga típica es de 10 mV para corrientes de carga comprendidas entre 5 mA y 1,5 A. La regulación de red típica es de 3 mV para tensiones de entrada entre 7 y 25 V. También especifica un factor de rechazo del rizado de 80 dB, lo que significa que reducirá el rizado de entrada en un factor de 10.000. Con una resistencia de salida de aproximadamente 0,01 Ω, el LM7805 es una fuente de tensión constante para todas las cargas dentro del rango de corrientes especificado.

Cuando un CI está conectado a unos cuantos centímetros del filtro condensador de la fuente de alimentación no regulada, la inductancia del cable de conexión puede producir oscilaciones dentro del CI. Por esta razón, los

Figura 24.17 Diagrama funcional de bloques de un regulador integrado de tres terminales.

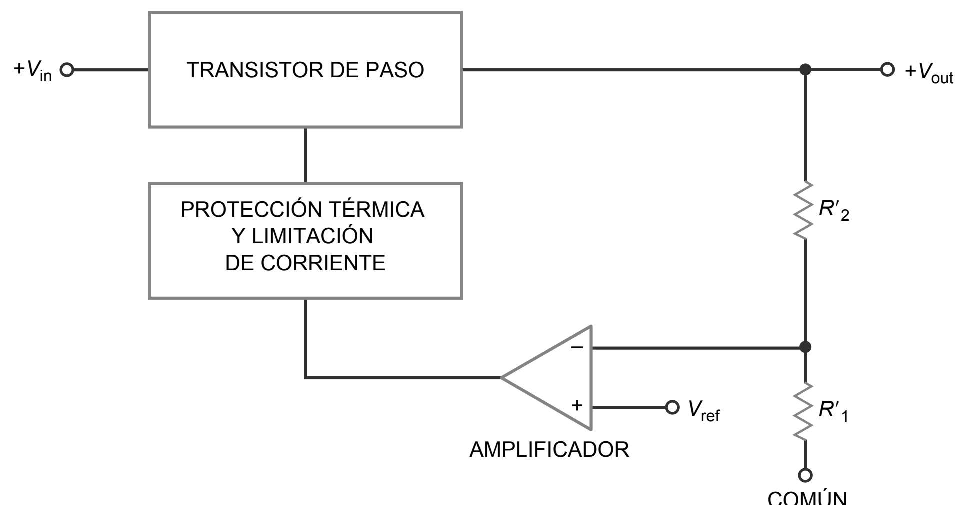
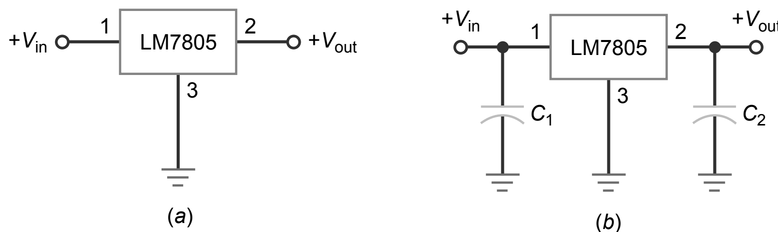


Figura 24.18 (*a*) Utilización de un 7805 para regulación de tensión. (*b*) El condensador de entrada impide que se produzcan oscilaciones y el condensador de salida mejora la respuesta en frecuencia.



fabricantes recomiendan utilizar un condensador de desacoplo C_1 en el pin 1 (Figura 24.18*b*). Para mejorar la respuesta transitoria de la tensión de salida regulada, a veces se utiliza un condensador de desacoplo C_2 en el pin 2. Valores típicos para estos condensadores son desde 0,1 hasta 1 μF. Las hojas de características de la serie 78XX sugieren un valor de 0,22 μF para el condensador de entrada y de 0,1 μF para el condensador de salida.

Cualquier regulador de la serie 78XX tiene una tensión diferencial mínima (*dropout voltage*) de 2 a 3 V, dependiendo de la tensión de salida. Esto significa que la tensión de entrada tiene que ser al menos de 2 a 3V mayor que la tensión de salida. En caso contrario, el chip dejará de regular . También, se especifica una tensión máxima de entrada a causa de la disipación de potencia excesiva. Por ejemplo, el LM7805 regulará en un rango de la tensión de entrada comprendido entre 8 y 20 V. Las hojas de características de la serie 78XX especifican las tensiones mínima y máxima de entrada para las tensiones de salida prefijadas.

La serie LM79XX

La serie LM79XX es un grupo de reguladores de tensión negativa con tensiones prefijadas de −5, −6, −8, −10, −12, −15, −18 o −24 V. Por ejemplo, un LM7905 proporciona una tensión de salida regulada de −5 V. En el otro extremo, un LM7924 produce una salida de −24 V. Con la serie LM79XX, la capacidad de corriente por la carga es aproximadamete de 1 A con un disipador apropiado. La serie LM79XX es similar a la serie 78XX e incluye los mecanismos de limitación de corriente y de protección térmica, y un excelente factor de rechazo del rizado.

Alimentaciones duales reguladas

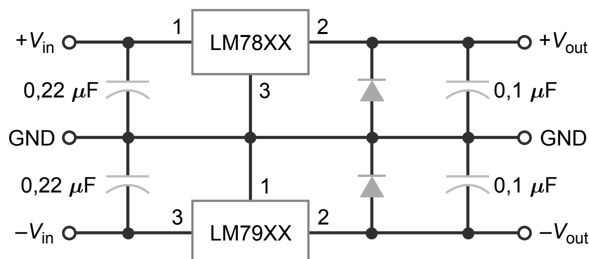
Combinando un LM78XX y un LM79XX, como se muestra en la Figura 24.19, podemos regular la salida de una fuente de alimentación doble. El LM78XX regula la salida positiva y el LM79XX se ocupa de la salida negativa. Los condensadores de entrada impiden las oscilaciones y los condensadores de salida mejoran la respuesta transitoria. La hoja de características del fabricante recomienda la adición de dos diodos, con el fin de garantizar que ambos reguladores puedan funcionar bajo todas las condiciones de funcionamiento.

Una solución alternativa para las alimentaciones duales consiste en utilizar un regulador simétrico ajustable. Se trata de un circuito integrado que contiene un regulador positivo y otro negativo en un mismo encapsulado. Dado que es ajustable, este tipo de CI puede variar las alimentaciones mediante una única resistencia variable.

Reguladores ajustables

Existe una serie de reguladores integrados (LM317, LM337, LM338 y LM350) que son ajustables. Pueden trabajar con corrientes máxima desde 1,5 a 5 A. Por ejemplo, el LM317 es un regulador de tensión positiva de tres terminales que puede suministrar una corriente de 1,5 A a la carga en un rango de salida ajustable de 1,25 a 37 V. El

Figura 24.19 Uso del LM78XX y del LM79XX para salidas duales.



factor de rechazo del rizado es de 80 dB. Esto implica que el rizado de entrada es 10.000 veces más pequeño en la salida del regulador integrado.

De nuevo, los fabricantes definen la regulación de carga y la regulación de red para adaptarlas a las características del regulador integrado. He aquí las definiciones para las regulaciones de carga y de red utilizadas en las hojas de características de los reguladores ajustables:

Regulación de carga = variación en porcentaje de V_{out} para un rango de corrientes de carga
Regulación de red = variación en porcentaje de V_{out} por voltio de variación de la entrada

Por ejemplo, la hoja de características de un LM317 especifica estos valores típicos para las regulaciones de carga y de red:

Regulación de carga = 0,3% para I_L = 10 mA a 1,5 A
Regulación de red = 0,02% por voltio

Ya que la tensión de salida es ajustable entre 1,25 y 37 V, tiene sentido especificar la regulación de carga como un porcentaje. Por ejemplo, si la tensión regulada se ajusta a 10 V, la regulación de carga anterior quiere decir que la tensión de salida se mantendrá dentro del 0,3 por ciento de 10 V (es decir, 30 mV) cuando la corriente por la carga varíe desde 10 mA hasta 1,5 A.

La regulación de red es igual a 0,02 por ciento por voltio. Esto significa que la tensión de salida varía sólo un 0,02 por ciento por cada voltio que varía la entrada. Si la salida regulada se fija en 10 V y la tensión de entrada aumenta en 3 V, la tensión de salida aumentará un 0,06 por ciento, lo que equivale a 60 mV.

La Figura 24.20 muestra una alimentación no regulada que excita a un circuito LM317. La hoja de características de un LM317 proporciona esta fórmula para la tensión de salida:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{ref} + I_{ADJ} R_2 \qquad (24.18)$$

En esta ecuación, V_{ref} tiene un valor de 1,25 V e I_{ADJ} tiene un valor típico de 50 μA. En la Figura 24.20, I_{ADJ} es la corriente que fluye por el pin intermedio (el único entre los pines de entrada y de salida). Dado que esta corriente puede variar con la temperatura, la corriente de carga y otros factores, un diseñador normalmente hará que el primer término de la Ecuación (24.18) sea mucho mayor que el segundo. Por tanto, podemos utilizar la siguiente ecuación para realizar los análisis preliminares de un LM317:

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} (1{,}25\ \text{V}) \qquad (24.19)$$

INFORMACIÓN ÚTIL

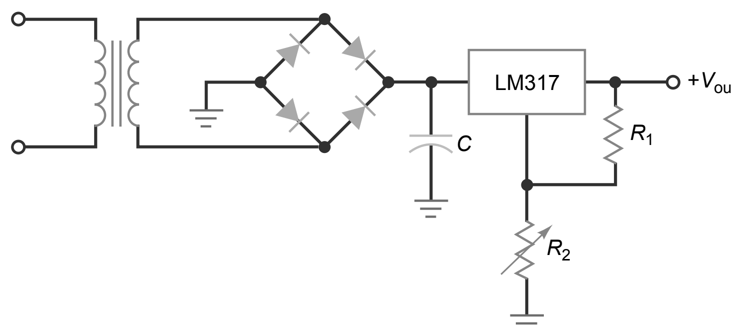
En la Figura 24.20, el valor del filtro condensador *C* tiene que ser lo suficientemente grande como para asegurar que V_{in} se mantiene al menos 2 o 3 V por encima de la tensión V_{out}, cuando V_{out} e I_L toman sus valores máximos. Esto implica que *C* tiene que ser un condensador muy grande.

Rechazo del rizado

El rechazo del rizado de un regulador de tensión integrado es alto, desde aproximadamente 65 hasta 80 dB. Esto representa una importante ventaja porque implica que no tenemos que utilizar filtros *LC* en la fuente de alimentación para minimizar el rizado. Todo lo que necesitamos es un filtro con condensador a la entrada que reduzca el rizado de pico a pico a aproximadamente el 10 por ciento de la tensión no regulada de salida de la fuente de alimentación.

Por ejemplo, el LM7805 tiene un rechazo típico al rizado de 80 dB. Si un rectificador en puente y un filtro condensador a la entrada producen una tensión de salida no regulada de 10 V con un rizado de pico a pico de 1 V,

Figura 24.20 Utilización de un LM317 para regular la tensión de salida.



podemos utilizar un LM7805 para proporcionar una tensión de salida regulada de 5V con un rizado de pico a pico de sólo 0,1 mV. La eliminación de los filtros *LC* en una fuente de alimentación no regulada es una ventaja que incorporan los reguladores de tensión integrados.

Tabla de reguladores

La Tabla 24.1 enumera algunos de los reguladores integrados más ampliamente utilizados. El primer grupo, la serie LM78XX, se aplica a tensiones de salida positivas fijas desde 5 a 24 V. Con un disipador, estos reguladores pueden producir corrientes de carga de hasta 1,5 A. La regulación de carga se encuentra entre 10 y 12 mV. La regulación de red se define entre 3 y 18 mV. El mejor rechazo del rizado se obtiene para la tensión mínima (80 dB) y el peor para la tensión máxima (66 dB). La tensión diferencial entrada/salida mínima (*dropout*) es 2 V para toda la serie. La resistencia de salida aumenta desde 8 hasta 28 mΩ entre las tensiones de salida mínima y máxima.

El LM78L05 y el LM78L12 son versiones de baja potencia de sus contrapartidas estándar , el LM7805 y el LM7812. Estos *reguladores integrados de baja potencia* están disponibles en el encapsulado TO-92, que no requiere disipador. Como se muestra en la Tabla 24.1, el LM78L05 y el LM78L12 pueden generar corrientes de carga de hasta 100 mA.

El LM2931 se incluye como ejemplo de regulador con baja tensión diferencial. Este regulador ajustable puede producir tensiones de salida comprendidas entre 3 y 24 V con una corriente de carga de hasta 100 mA.

Tabla 24.1 Parámetros típicos de reguladores de tensión integrados a 25°C

Comp.	V_{out}, V	$I_{máx}$, A	Reg. carga mV	Reg. red mV	Rech. del Riz., dB	T. dif., V	R_{out}, mΩ	I_{SL}, A
LM7805	5	1,5	10	3	80	2	8	2,1
LM7806	6	1,5	12	5	75	2	9	0,55
LM7808	8	1,5	12	6	72	2	16	0,45
LM7812	12	1,5	12	4	72	2	18	1,5
LM7815	15	1,5	12	4	70	2	19	1,2
LM7818	18	1,5	12	15	69	2	22	0,20
LM7824	24	1,5	12	18	66	2	28	0,15
LM78L05	5	100 mA	20	18	80	1,7	190	0,14
LM78L12	12	100 mA	30	30	80	1,7	190	0,14
LM2931	3 a 24	100 mA	14	4	80	0,3	200	0,14
LM7905	−5	1,5	10	3	80	2	8	2,1
LM7912	−12	1,5	12	4	72	2	18	1,5
LM7915	−15	1,5	12	4	70	2	19	1,2
LM317	1,2 a 37	1,5	0,3%	0,02%/V	80	2	10	2,2
LM337	−1,2 a −37	1,5	0,3%	0,01%/V	77	2	10	2,2
LM338	1,2 a 32	5	0,3%	0,02%/V	75	2,7	5	8

Observe que la tensión diferencial entrada/salida mínima es sólo de 0,3 V, lo que implica que la tensión de entrada es sólo 0,3 V mayor que la tensión de salida regulada.

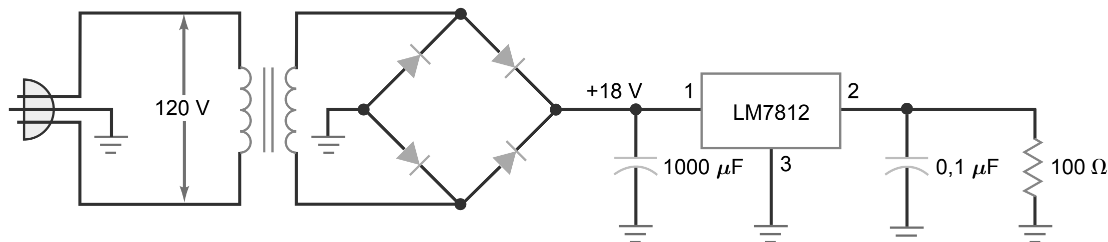
El LM7905, el LM7912 y el LM7915 son reguladores de tensión negativa ampliamente utilizados. Sus parámetros son similares a los de sus contrapartidas LM78XX. El LM317 y el LM337 son reguladores ajustables de tensiones positiva y negativa, que pueden suministrar corrientes de carga de hasta 1,5 A. Por último, el LM338 es un regulador de tensión positiva ajustable que puede proporcionar una tensión de carga de entre 1,2 y 32 V con una corriente de carga de hasta 5 A.

Todos los reguladores enumerados en la Tabla 24.1 incluyen *protección térmica.* Esto implica que el regulador cortará al transistor de paso y detendrá el funcionamiento del dispositivo si la temperatura del chip se hace demasiado alta. Cuando el dispositivo se enfría, intentará reanudar la actividad. Si aquello que causaba una temperatura demasiado alta se elimina, el regulador funcionará normalmente. En caso contrario, dejará de nuevo de funcionar. La protección térmica es una ventaja que ofrecen los reguladores monolíticos para garantizar una operación segura.

Ejemplo 24.12

¿Cuál es la corriente de carga en el circuito de la Figura 24.21? ¿Y el rizado de salida?

Figura 24.21 Ejemplo.



SOLUCIÓN El LM7812 proporciona una tensión de salida regulada de +12 V. Por tanto, la corriente de carga es:

$$I_L = \frac{12\text{ V}}{100\ \Omega} = 120\text{ mA}$$

Podemos calcular el rizado de entrada pico a pico con la ecuación dada en el Capítulo 4:

$$V_R = \frac{I_L}{fC} = \frac{120\text{ mA}}{(120\text{ Hz})(1000\ \mu\text{F})} = 1\text{ V}$$

La Tabla 24.1 especifica un rechazo del rizado típico de 72 dB para el LM7812. Si mentalmente convertimos los 72 dB (60 dB + 12 dB), obtenemos aproximadamente un valor de 4000. Con una calculadora científica, el rechazo del rizado exacto es:

$$RR = \text{antilog}\,\frac{72\text{ dB}}{20} = 3981$$

El rizado de salida de pico a pico es aproximadamente:

$$V_R = \frac{1\text{ V}}{4000} = 0{,}25\text{ mV}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.12 Repita el Ejemplo 24.12 utilizando un regulador de tensión LM7815 y un condensador de 2000 μF.

Ejemplo 24.13

Si $R_1 = 2\text{ k}\Omega$ y $R_2 = 22\text{ k}\Omega$ en la Figura 24.20, ¿cuál es la tensión de salida? Si R_2 se aumenta a 46 kΩ, ¿cuál es la tensión de salida?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (24.19):

$$V_{out} = \frac{2\ k\Omega + 22\ k\Omega}{2\ k\Omega}(1{,}25\ V) = 15\ V$$

Si R_2 se aumenta a 46 kΩ, la tensión de salida aumenta a:

$$V_{out} = \frac{2\ k\Omega + 46\ k\Omega}{2\ k\Omega}(1{,}25\ V) = 30\ V$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.13 En la Figura 24.20, ¿cuál es la tensión de salida si $R_1 = 330\ \Omega$ y $R_2 = 2\ k\Omega$?

Ejemplo 24.14

El LM7805 puede regular con unas especificaciones de tensión de entrada entre 7,5 y 20V. ¿Cuál es el rendimiento máximo? ¿Cuál es el rendiemiento mínimo?

SOLUCIÓN El LM7805 produce una salida de 5 V. Con la Ecuación (24.13), obtenemos el rendimiento máximo:

$$\text{Rendimiento} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\% = \frac{5\ V}{7{,}5\ V} \times 100\% = 67\%$$

Este alto rendimiento es posible solamente porque la tensión diferencial de entrada/salida se aproxima a la tensión diferencial de entrada/salida mínima (*dropout*).

Por el contrario, el rendimiento mínimo se produce cuando la tensión de entrada es máxima. Para esta condición, la tensión diferencial de entrada/salida es máxima y la disipación de potencia en el transistor de paso es máxima. el rendimiento mínimo es:

$$\text{Rendimiento} \cong \frac{5\ V}{20\ V} \times 100\% = 25\%$$

Dado que la tensión de entrada no regulada normalmente se encuentra entre los extremos de la tensión de entrada, el rendimiento que podemos esperar con un LM7805 se encuentra en el rango del 40 al 50 por ciento.

24.5 Intensificadores de corriente

Para los reguladores 78XX de la Tabla 24.1, que tienen una corriente máxima de carga de 1,5 A, la hoja de características especifica muchos parámetros medidos para 1 A. Por ejemplo, una corriente de car ga de 1 A se utiliza para medir la regulación de red, el rechazo al rizado y la resistencia de salida. Por esta razón, establecemos 1 A como límite práctico para la corriente de carga cuando se utiliza un dispositivo 78XX.

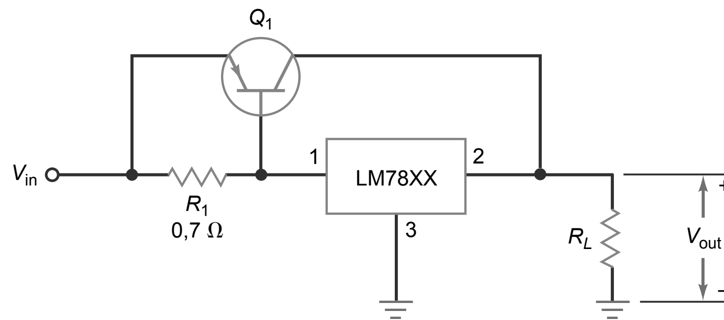
El transistor externo

Una forma de obtener más corriente por la car ga consiste en utilizar un **intensificador de corriente** (*current booster*). La idea es similar a la utilizada en un amplificador operacional para intensificar la corriente de salida. Recuerde que utilizábamos el amplificador operacional para suministrar la corriente de base a un transistor externo, que daba lugar a una corriente de salida mucho mayor.

La Figura 24.22 muestra cómo podemos utilizar un transistor externo para intensificar la corriente de salida. El transistor externo es un transistor de potencia. R_1 es un resistencia limitadora de corriente de 0,7 Ω. Observe que estamos utilizando 0,7 Ω en lugar de 0,6 Ω. Empleamos 0,7 Ω porque un transistor de potencia necesita más tensión de base que un transistor de pequeña señal (el utilizado en la exposición anterior).

Cuando la corriente es menor que 1 A, la tensión en la resistencia limitadora de corriente es menor que 0,7V y el transistor está cortado. Cuando la corriente de car ga es mayor que 1 A, el transistor conduce y suministra casi

Figura 24.22 El transistor externo aumenta la corriente por la carga.



toda la corriente por la car ga por encima de un 1 A. Veamos por qué: cuando la corriente por la car ga aumenta, la corriente que circula por el 78XX aumenta ligeramente. Esto produce más tensión en la resistencia limitadora de corriente, lo que hace que el transistor externo conduzca más fuertemente.

Cada vez que aumentamos la corriente por la carga, la corriente a través del dispositivo 78XX aumenta ligeramente, produciendo más tensión en la resistencia limitadora de corriente. De esta forma, el transistor externo produce la mayor parte de cualquier incremento de la corriente por la car ga por encima de 1 A, con sólo un pequeño incremento de la corriente que circula por el 78XX.

Para corrientes grandes por la car ga, la corriente de base del transistor externo se hace más grande. El chip 78XX tiene que suministrar esta corriente de base además de su parte de la corriente de car ga. Cuando esta corriente de base grande se convierte en un problema, el diseñador puede utilizar una conexión Darlington para el transistor externo. En este caso, la tensión de la resistencia limitadora de corriente es aproximadamente 1,4 V, lo que significa que R_1 debe incrementarse hasta unos 1,4 Ω.

Protección contra cortocircuito

La Figura 24.23 muestra la adición al circuito de un mecanismo de protección contra cortocircuito. Se utilizan dos resistencias limitadoras de corriente, una para excitar al transistor externo Q_2 y la otra para poner en conducción a Q_1 y proporcionar la protección contra cortocircuito. En este caso, con una corriente de 1 A, el transistor Q_2 conduce y con una corriente de 10 A el transistor Q_1 proporciona la protección contra cortocircuito.

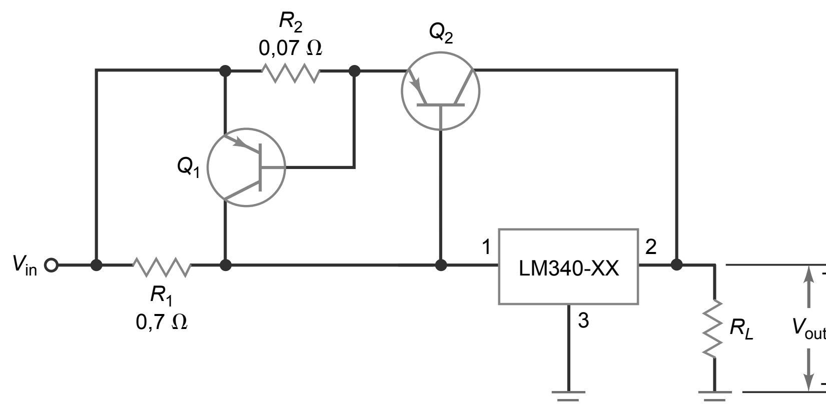
He aquí cómo funciona el circuito: cuando la corriente de car ga es mayor que 1 A, la tensión en R_1 es mayor que 0,7 V. Esto pone en conducción al transistor externo Q_2, el cual proporciona toda la corriente por la carga por encima de 1 A. La corriente externa tiene que circular a través de R_2. Dado que R_2 tiene un valor de sólo 0,07 Ω, la tensión en ella es menor que 0,7 V, siempre y cuando la corriente externa sea menor que 10 A.

Cuando la corriente externa es de 10 A, la tensión en R_2 es:

$$V_2 = (10\ \text{A})(0{,}07\ \Omega) = 0{,}7\ \text{V}$$

Esto significa que el transistor limitador de corriente Q_1 está a punto de entrar en conducción. Cuando la corriente externa es mayor que 10 A, Q_1 conduce fuertemente. Puesto que la corriente de colector de Q_1 pasa por el 78XX, el dispositivo se sobrecalienta y la protección térmica se activa, desconectando el circuito.

Figura 24.23 Transistor externo con limitación de corriente.



Un último comentario: utilizar un transistor externo no mejora el rendimiento de un regulador serie. Con tensiones diferenciales entrada/salida típicas, el rendimiento está alrededor del 40 al 50 por ciento. Para conseguir un rendimiento mayor con tensiones diferenciales entrada/salida altas, tenemos que emplear un método totalmente distinto para llevar a cabo la regulación de tensión.

24.6 Convertidores de continua-continua

En ocasiones, necesitaremos convertir una tensión continua de un valor en otra tensión continua de otro valor Por ejemplo, tenemos un sistema con una alimentación positiva de +5 V, podemos utilizar un **convertidor de continua-continua** (convertidor cc-cc) para convertir estos +5 V en una salida de +15 V. Obtendremos así dos tensiones de alimentación para nuestro sistema: +5 y +15 V.

Los convertidores cc-cc son muy eficientes. Puesto que hacen que los transistores conmuten entre los estados *on* y *off*, la disipación de potencia de los transistores se reduce enormemente. Rendimientos típicos se encuentran entre el 65 y el 85 por ciento. En esta sección, vamos a ver los convertidor de continua-continua no regulados. En la siguiente sección abordaremos los convertidor de continua-continua regulados que utilizan la modulación por anchura de impulso (PWM). Estos convertidores cc-cc normalmente se denominan **reguladores conmutados**.

Idea básica

En un convertidor cc-cc no regulado típico, la tensión continua de entrada se aplica a un oscilador de onda cuadrada. El valor de pico a pico de la onda cuadrada es proporcional a la tensión de entrada. La onda cuadrada se utiliza para excitar el devanado primario de un transformador, como se muestra en la Figura 24.24. Cuanto más alta es la frecuencia, menor será el transformador y los componentes del filtro. Sin embargo, si la frecuencia es demasiado alta, es complicado generar una onda cuadrada con transiciones verticales. Normalmente, la frecuencia de la onda cuadrada estará entre 10 y 100 kHz.

Para mejorar el rendimiento, en los convertidores de continua-continua más caros, se utiliza una clase especial de transformador. Éste tiene un núcleo toroidal con un ciclo de histéresis rectangular Esto produce una tensión en el devanado secundario que es una onda cuadrada. La tensión secundaria puede entonces rectificarse y filtrarse para obtener una tensión continua de salida. Seleccionando diferentes relaciones de espiras, podemos elevar o reducir la tensión del secundario. De esta forma, podemos construir convertidores de continua-continua que eleven o reduzcan la tensión continua de entrada.

Una conversión de continua en continua común es de +5 a ±15 V. En sistemas digitales, +5 V es una tensión de alimentación estándar para la mayoría de los circuitos integrados. Pero los circuitos integrados lineales, como los amplificadores operacionales, pueden necesitar alimentaciones de ±15 V. En un caso como éste, podemos utilizar un convertidor de continua-continua de baja potencia para convertir una entrada de +5 V de continua en dos salidas de ±15 V de continua.

Un posible diseño

Existen muchas maneras de diseñar un convertidor de continua-continua, dependiendo de si se utilizan transistores bipolares o FET de potencia, de la frecuencia de conmutación, de si la tensión de entrada se eleva o reduce, etc. La Figura 24.25 muestra un ejemplo de diseño que utiliza transistores bipolares de potencia. Veamos cómo funciona este circuito: un oscilador de relajación genera una onda cuadrada cuya frecuencia se fija mediante R_3 y C_2. Esta frecuencia estará en el rango de los kilohercios; un valor típico será 20 kHz.

La onda cuadrada excita a un **divisor de fase** Q_1, un circuito que produce dos ondas cuadradas del mismo módulo y desfasadas. Estas ondas cuadradas son la entrada de los transistores de conmutación *push-pull* de clase B Q_2 y Q_3. El transistor Q_2 conduce durante un semiciclo y Q_3 durante el otro semiciclo. La corriente por el primario del transformador es una onda cuadrada, que inducirá una onda cuadrada en el devanado del secundario, como hemos descrito anteriormente.

Figura 24.24 Diagrama funcional de bloques de un convertidor de continua-continua no regulado.

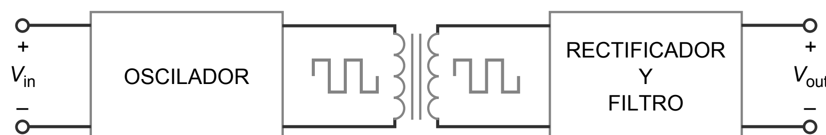
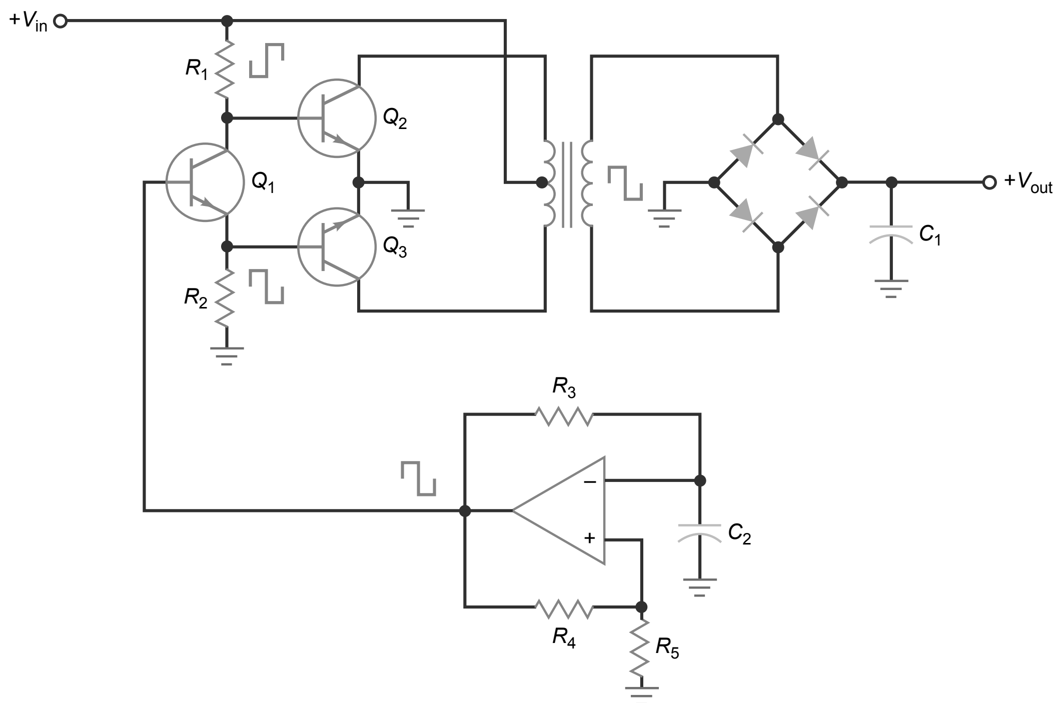


Figura 24.25 Convertidor de continua-continua no regulado.



La onda cuadrada de tensión de salida del devanado secundario excita a un rectificador en puente y a un filtro condensador a la entrada. Puesto que la señal es una onda cuadrada rectificada con una frecuencia del orden de kilohercios, es muy fácil filtrarla. La salida final es una tensión continua con un nivel diferente del que tiene la señal de entrada.

Convertidores de continua-continua comerciales

En la Figura 24.25, observe que la salida del convertidor de continua-continua no está regulada. Esto es típico de los convertidores cc-cc baratos. Hay disponibles comercialmente convertidores de continua-continua no regulados con rendimientos desde aproximadamente el 65 por ciento hasta por encima del 85 por ciento. Por ejemplo, hay convertidores cc-cc económicos que permiten convertir tensiones de +5 a ±12 V para 375 mA, +5 a +9 V de continua para 200 mA, +12 a ±5 V para 250 mA, etc. Todos estos convertidores requieren una tensión de entrada fija, ya que no incluyen regulación de tensión. Utilizan frecuencias de conmutación entre 10 y 100 kHz, por lo que incluyen apantallamiento contra interferencias de RF. Algunas de las unidades tienen un *MTBF* (*Mean Time Between Failure*, tiempo medio entre fallos) de 200.000 horas.

24.7 Reguladores conmutados

Un *regulador conmutado* se clasifica dentro de la clase general de convertidores cc-cc, porque convierten una tensión continua de entrada en otra tensión continua de salida, más grande o más pequeña. Pero los reguladores conmutados también incluyen regulación de tensión, normalmente modulación por anchura de impulso para controlar la relación *on-off* del transistor. Modificando el ciclo de trabajo, un regulador conmutado puede mantener la tensión de salida constante bajo condiciones de red y de carga variables.

El transistor de paso

En un regulador serie, la disipación de potencia del transistor de paso es aproximadamente igual a la tensión diferencial de entrada/salida multiplicada por la corriente de carga:

$$P_D = (V_{in} - V_{out})I_L$$

Si la tensión diferencial de entrada/salida es igual a la tensión de salida, el rendimiento es aproximadamente del 50 por ciento. Por ejemplo, si 10 V es la entrada de un 7805, la tensión en la carga será de 5 V y el rendimiento alrededor del 50 por ciento.

Los reguladores serie de tres terminales son muy populares porque son fáciles de utilizar y suelen satisfacer la mayor parte de nuestras necesidades cuando la potencia de carga es menor de unos 10 W. Cuando la potencia en la carga es de 10 W y el rendimiento es igual al 50 por ciento, la disipación de potencia del transistor de paso es también de 10 W. Esto representa la mayor parte de la potencia perdida, así como que el calor que se crea en el interior del equipo. Para potencias en la carga de aproximadamente 10 W, los disipadores comienzan a ser muy voluminosos y la temperatura en el interior del equipo puede llegar a niveles inaceptables.

Conmutación del transistor de paso

La mejor solución a este problema de bajo rendimiento y la alta temperatura interna del equipo es el regulador conmutado, que hemos descrito de forma breve anteriormente. Con este tipo de regulador , el transistor de paso conmuta entre los estados de corte y saturación. Cuando el transistor está cortado, la disipación de potencia es prácticamente cero. Cuando el transistor está saturado, la disipación de potencia sigue siendo muy baja, porque $V_{CE(\text{sat})}$ es mucho menor que la tensión diferencial de entrada/salida en un regulador serie. Como se ha mencionado anteriormente, los reguladores de conmutación puede tener rendimientos desde aproximadamente el 75 por ciento hasta más del 95 por ciento. A causa del alto rendimiento y su pequeño tamaño, los reguladores conmutados comienzan a utilizarse ampliamente.

Topologías

Topología es un término que se usa con frecuencia en la literatura sobre los reguladores conmutados. La topología hace referencia a la técnica de diseño o al diseño básico de un circuito. Se han desarrollado muchas topologías para los conmutadores regulados porque algunas se adaptan mejor que otras a una determinada aplicación.

La Tabla 24.2 enumera las topologías utilizadas para los reguladores conmutados. Las tres primeras son las más básicas. Utilizan muy pocos componentes y pueden suministrar potencias de carga de hasta aproximadamente 150 W. Puesto que su complejidad es mínima, su uso está muy extendido, especialmente con reguladores conmutados integrados.

Cuando se prefiere emplear aislamiento mediante transformador , pueden emplearse las topologías *flyback* y semidirecta para potencias de carga de hasta 150 W. Cuando la potencia en la carga se encuentra entre 150 y 2000 W, se utilizan las topologías *push-pull*, de medio puente y puente completo. Puesto que las tres últimas topologías utilizan más componentes, la complejidad de los circuitos será mayor.

Regulador reductor

La Figura 24.26*a* muestra un **regulador reductor**, la topología más básica de los reguladores de conmutación. Un regulador reductor siempre disminuye la tensión. Un transistor , bien bipolar o bien FET de potencia, se utiliza como dispositivo de conmutación. Una señal de salida rectangular del modulador por anchura de impulso cierra y abre el conmutador. Un comparador controla el ciclo de trabajo de los impulsos. Por ejemplo, el modulador por anchura de impulso puede ser un multivibrador monoestable con un comparador que excite la entrada de control. Como se ha explicado en el Capítulo 23, con un temporizador 555 en modo monoestable, un incremento de la tensión de control aumenta el ciclo de trabajo.

Cuando el impulso está a nivel alto, el conmutador se cierra, lo que polariza en inversa al diodo, de modo que toda la corriente de entrada fluye a través de la bobina. Esta corriente crea un campo magnético alrededor de la bobina. La cantidad de energía almacenada en el campo magnético está dada por:

$$\textbf{Energía} = 0{,}5Li^2 \qquad \textbf{(24.20)}$$

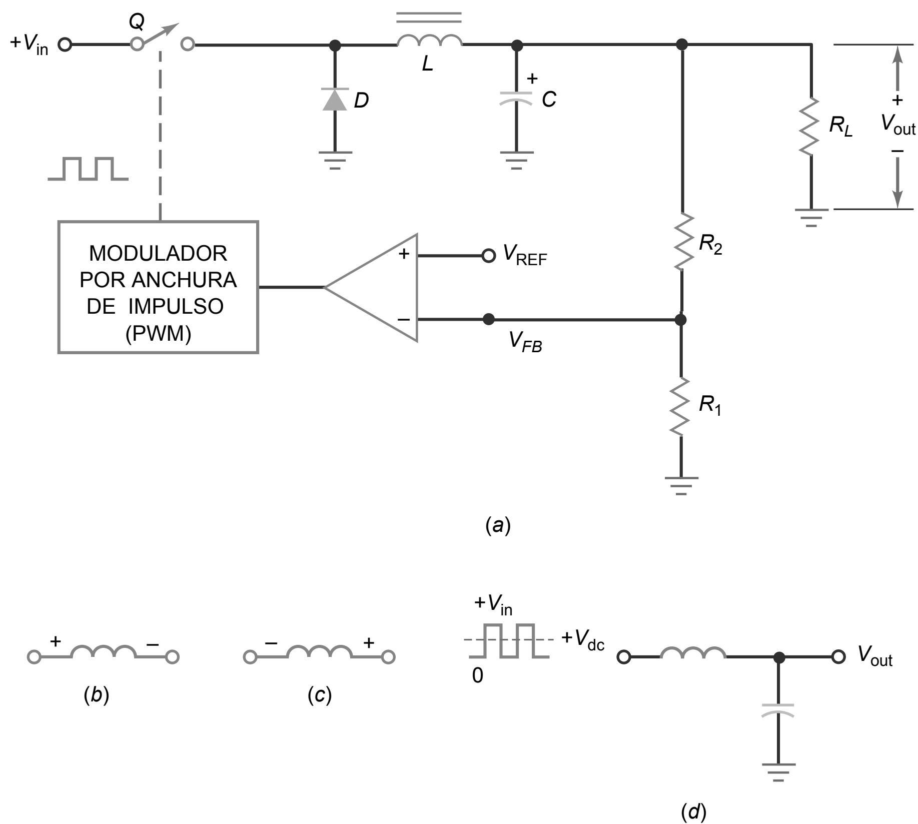
La corriente que circula por la bobina también carga al condensador y suministra corriente a la carga. Mientras que el conmutador esté cerrado, la tensión en la bobina tendrá polaridad más-menos, como se muestra en la Figura 24.26*b*. Como la corriente por la bobina aumenta, se almacena más energía en el campo magnético.

Cuando el impulso pasa a nivel bajo, el conmutador se abre. En este instante, el campo magnético alrededor de la bobina comienza colapsarse e induce una tensión inversa en la bobina, como se muestra en la Figura 24.26 *c*. Esta tensión inversa se denomina *golpe inductivo*. A causa de este golpe inductivo, el diodo se polariza en directa y la corriente que circula por la bobina continua fluyendo en la misma dirección. En ese instante, la bobina devuelve al circuito la energía que tiene almacenada. En otras palabras, la bobina se comporta como una fuente y continúa suministrando corriente a la carga.

Tabla 24.2 Topologías de los reguladores de conmutación

Topología	Conversión	Choque	Transformador	Diodos	Transistores	Potencia, W	Complejidad
Reductora	Reduce	Sí	No	1	1	0–150	Baja
Intensificadora	Aumenta	Sí	No	1	1	0–150	Baja
Reductora-intensificadora	Ambas	Si	No	1	1	0–150	Baja
Flyback	Ambas	No	Sí	1	1	0–150	Media
Semidirecta	Ambas	Sí	Sí	1	1	0–150	Media
Push-pull	Ambas	Sí	Sí	2	2	100–1000	Alta
Medio puente	Ambas	Sí	Sí	4	2	100–500	Alta
Puente completo	Ambas	Sí	Sí	4	4	400–2000	Muy alta

Figura 24.26 (*a*) Regulador reductor. (*b*) Polaridad con el conmutador cerrado. (*c*) Polaridad con el conmutador abierto. (*d*) El filtro de choque deja pasar el valor de continua a la salida.



La corriente circula por la bobina hasta que ésta devuelve toda su energía al circuito (modo discontinuo) o hasta que el interruptor vuelve a cerrarse (modo continuo), con lo que se volverá al principio. En cualquier caso, el condensador también suministrará corriente a la carga durante parte del tiempo que el interruptor esté abierto. De esta forma, el rizado en la carga se minimiza.

El conmutador está continuamente abriéndose y cerrándose. La frecuencia de esta conmutación puede variar desde10 hasta más de 100 kHz (algunos reguladores integrados conmutan a más de 1 MHz). La corriente que circula por la bobina siempre tiene la misma dirección, pasando bien a través del conmutador o bien del diodo en diferentes instantes del ciclo.

Con una tensión de entrada constante y un diodo ideal, aparecerá una forma de onda de tensión rectangular en la entrada del *filtro de choque* (véase la Figura 24.26*d*). Recordará del Capítulo 4 que la salida de un filtro de choque es igual al valor medio o de continua de la entrada del filtro. El valor medio está relacionado con el ciclo de trabajo de la forma siguiente:

$$V_{out} = DV_{in} \tag{24.21}$$

Cuanto mayor sea el ciclo de trabajo, mayor será la tensión continua de salida.

Cuando se conecta por primera vez la alimentación, no hay tensión de salida ni tensión de realimentación procedentes del divisor de tensión formado por R_1-R_2. Por tanto, la salida del comparador es muy grande y el ciclo de trabajo se aproxima al 100 por cien. Sin embargo, cuando la tensión de salida aumenta, la tensión de realimentación V_{FB} reduce la salida del comprador, con lo que también se reduce el ciclo de trabajo. En algún punto, la tensión de salida alcanza un valor de equilibrio en el que la tensión de realimentación produce un ciclo de trabajo que proporciona la misma tensión de salida.

Debido a la alta ganancia del comparador, un cortocircuito virtual entre los terminales de entrada del comparador nos lleva a que:

$$V_{FB} \cong V_{REF}$$

A partir de esto, podemos derivar la siguiente expresión para la tensión de salida:

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF} \tag{24.22}$$

Después de establecerse el equilibrio, cualquier intento de variación en la tensión de salida, sea debido a variaciones en la red o en la carga, será compensada casi totalmente por la realimentación negativa. Por ejemplo, si la tensión de salida intenta aumentar, la tensión de realimentación disminuye el valor de la salida del comparador, lo que reduce el ciclo de trabajo y la tensión de salida. El efecto neto es sólo un ligero incremento en la tensión de salida, mucho menor que si no se dispusiera de la realimentación negativa.

Del mismo modo, si la tensión de salida intenta disminuir a causa de una variación en la red o en la carga, la tensión de realimentación se hará más pequeña y la salida del comparador aumentará. Esto incrementará el ciclo de trabajo y producirá una tensión de salida mayor que compensará prácticamente cualquier intento de disminución de la tensión de salida.

Regulador intensificador

La Figura 24.27*a* muestra un **regulador intensificador**, otra topología básica de los reguladores conmutados. Un regulador intensificador siempre incrementa la tensión. La teoría de funcionamiento es similar a la del regulador reductor en algunas cuestiones, aunque diferente en otras. Por ejemplo, cuando el impulso es un nivel alto, el conmutador se cierra y la energía se almacena en el campo magnético como se ha descrito anteriormente.

Cuando el impulso pasa a nivel bajo, el conmutador se abre. De nuevo, el campo magnético que hay alrededor de la bobina se colapsa e induce una tensión inversa en la bobina, como se muestra en la Figura 24.27 *b*. Observe que la tensión de entrada ahora se suma al golpe inductivo. Esto significa que la tensión de pico en el terminal derecho de la bobina es:

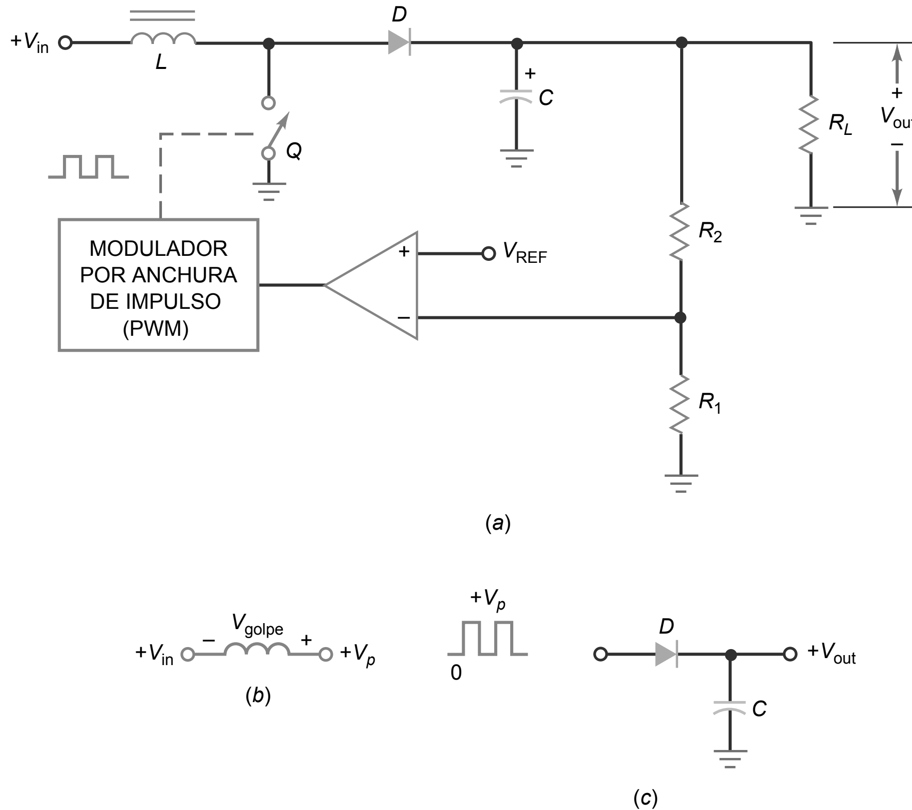
$$V_p = V_{in} + V_{golpe} \tag{24.23}$$

El golpe inductivo depende de cuánta energía haya almacenada en el campo magnético. Dicho de otra manera, la tensión V_{golpe} es proporcional al ciclo de trabajo.

Con una tensión de entrada constante, aparece una forma de onda de tensión rectangular en la entrada del *filtro con condensador a la entrada* de la Figura 24.27*c*. Por tanto, la tensión de salida regulada es aproximadamente igual a la tensión de pico dada por la Ecuación (24.23). Puesto que V_{golpe} siempre es mayor que cero, V_p siempre es mayor que V_{in}. Por esta razón, un regulador intensificador siempre aumenta la tensión.

Aunque se utiliza un filtro con condensador a la entrada en lugar de un filtro de choque, la regulación con la topología intensificadora es similar a la que se realiza con la topologia reductora. Debido a la alta ganancia del comparador, la realimentación casi es igual a la tensión de referencia. Por tanto, la tensión de salida regulada sigue estando dada por la Ecuación (24.22). Si la tensión de salida intenta aumentar, la tensión de realimentación será menor, la salida del comparador también será menor, asi como el ciclo de trabajo y la tensión de golpe inductivo.

Figura 24.27 (*a*) Regulador intensificador. (*b*) La tensión de golpe inductiva se suma a la entrada cuando el conmutador está abierto. (*c*) El filtro con condensador a la entrada produce una tensión de salida igual al pico de entrada.



Esto reduce la tensión de pico, la cual compensa los intentos de incrementarse de la tensión de salida. Si la tensión de salida intenta disminuir, la tensión de realimentación más baja dará lugar a una tensión de pico más alta, lo que compensará cualquier intento de disminuir de la tensión de salida.

Regulador reductor-intensificador

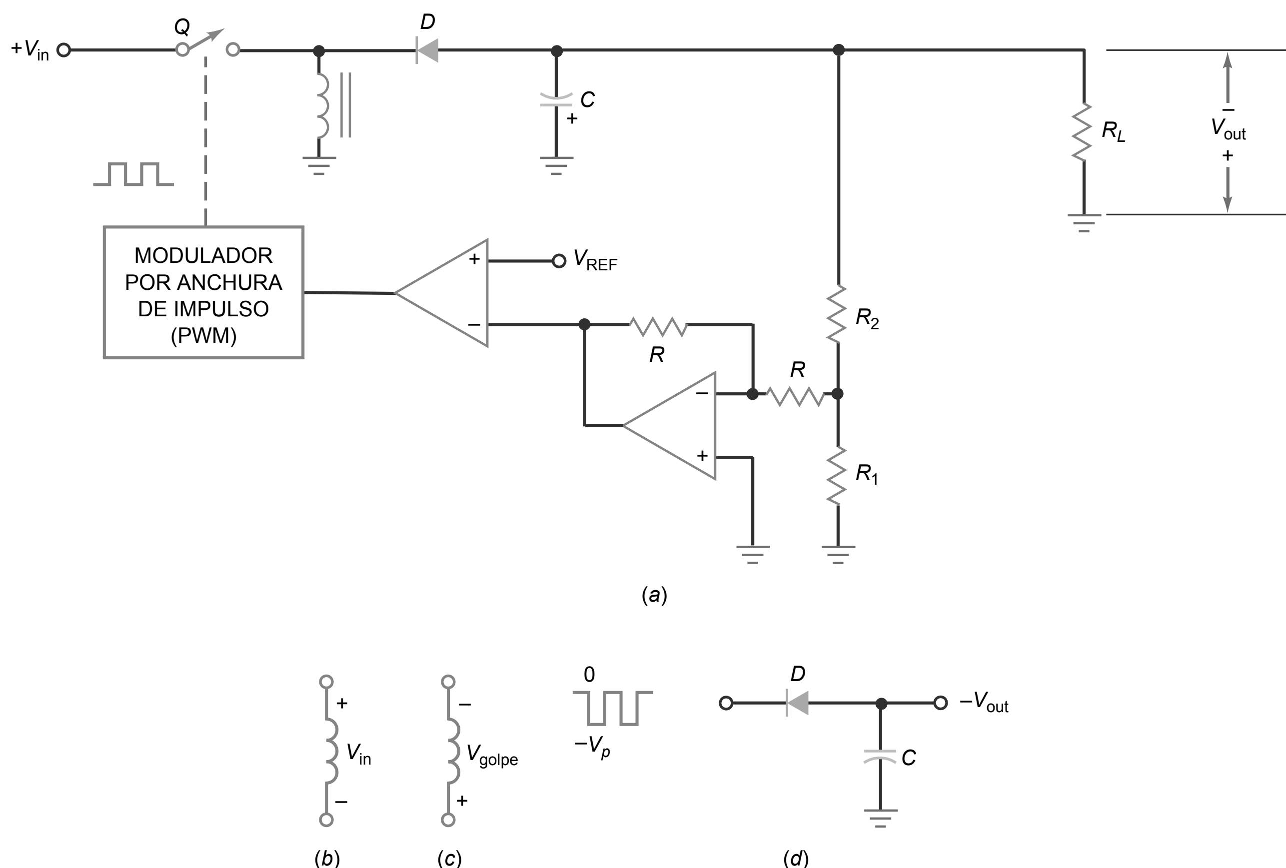
La Figura 24.28*a* muestra un **regulador reductor-intensificador (o inversor)**, la tercera topología más básica de los reguladores conmutados. Un regulador reductor-intensificador siempre genera una tensión de salida negativa cuando se excita con una tensión de entrada positiva. Cuando la salida del modulador PWM está a nivel alto, el conmutador se cierra y la energía se almacena en el campo magnético. En esta ocasión, la tensión en la bobina es igual a V_{in}, con la polaridad mostrada en la Figura 24.28*b*.

Cuando el impulso pasa a nivel bajo, el conmutador se abre. De nuevo, el campo magnético alrededor de la bobina colapsa e induce una tensión de golpe inductivo en la bobina, como se muestra en la Figura 24.28 *c*. Esta tensión de golpe inductivo es proporcional a la energía almacenada en el campo magnético, el cual está controlado por el ciclo de trabajo. Si el ciclo de trabajo es bajo, la tensión de golpe se aproxima a cero. Si el ciclo de trabajo es alto, la tensión de golpe puede ser mayor que V_{in}, dependiendo de cuánta energía haya almacenada en el campo magnético.

En la Figura 24.28*d*, el módulo de la tensión de pico puede ser menor o mayor que la tensión de entrada. El diodo y el filtro con condensador a la entrada producen entonces una tensión de salida igual a $-V_p$. Dado que el módulo de esta tensión de salida puede ser menor o mayor que la tensión de entrada, la topología se denomina *reductora-intensificadora.*

En la Figura 24.28*a* se utiliza un amplificador inversor para invertir la tensión de realimentación antes de que llegue a la entrada inversora del comparador. La regulación de tensión opera entonces como se ha descrito anteriormente. Cualquier intento de la tensión de salida se aumentar reduce el ciclo de trabajo, lo que reduce la tensión de pico. Cualquier intento de disminuir de la tensión de salida aumenta el ciclo de trabajo. En cualquier caso, la realimentación negativa mantiene la tensión de salida casi constante.

Figura 24.28 (*a*) Regulador reductor-intensificador. (*b*) Polaridad con el conmutador cerrado. (*c*) Polaridad con el conmutador abierto. (*d*) El filtro con condensador a la entrada produce una salida igual al pico negativo.



Reguladores reductores monolíticos

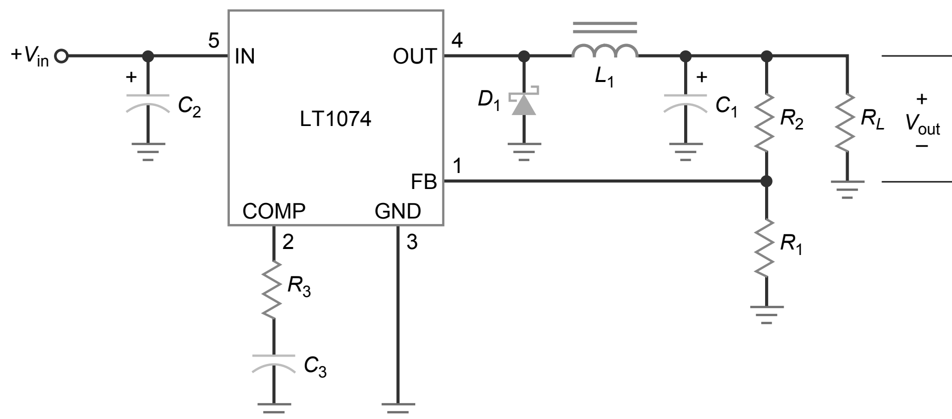
Algunos reguladores conmutados integrados tienen sólo cinco pines externos. Por ejemplo, el LT1074 es un regulador conmutado bipolar monolítico que utiliza la topología reductora. Contiene la mayor parte de los componentes explicados anteriormente, como es una tensión de referencia de 2,21 V, un dispositivo de conmutación, un oscilador interno, un modulador PWM y un comparador. Funciona a una frecuencia de conmutación de 100 kHz, puede manejar tensiones de entrada desde +8 hasta +40 V de continua y tiene un rendimiento de entre el 75 y el 90 por ciento para corrientes de carga de 1 a 5 A.

La Figura 24.29 muestra un LT1074 conectado a un regulador reductor. El pin 1 (FB) es para la tensión de realimentación. El pin 2 (COMP) es para la compensación de frecuencia, para impedir las oscilaciones a frecuencias muy altas. El pin 3 (GND) es tierra. El pin 4 (OUT) es la salida conmutada del dispositivo de conmutación interno. El pin 5 (IN) es para la tensión continua de entrada.

D_1, L_1, C_1, R_1 y R_2 hacen las mismas funciones que se han descrito anteriormente para un regulador reductor. Pero fíjese en el uso del diodo Schottky para mejorar el rendimiento del regulador. Dado que el diodo Schottky tiene una tensión de codo muy pequeña, pierde menos potencia. La hoja de características de un LT1074 recomienda añadir un condensador C_2 de 200 a 470 μF a la entrada para filtrar la tensión de la red. También recomienda utilizar una resistencia R_3 de 2,7 kΩ y un condensador C_3 de 0,01 μF para estabilizar el lazo de realimentación (impedir las oscilaciones).

El uso del LT1074 está muy extendido. Si nos fijamos en la Figura 24.29 podremos deducir por qué. El circuito es increíblemente simple, considerando que se trata de un regulador conmutado, uno de los circuitos más difíciles de diseñar y de construir utilizando componentes discretos. Afortunadamente, los diseñadores de circuitos integrados han hecho todo el trabajo duro, porque el LT1074 incluye todo excepto los componentes que no pueden integrarse (choque y condensadores de filtro) y aquellos que permiten al usuario seleccionar (R_1 y R_2). Eligiendo valores para R_1 y R_2, podemos obtener una tensión de salida regulada desde aproximadamente 2,5 hasta 38 V. Como la tensión de referencia de un LT1074 es 2,21 V, la tensión de salida queda determinada como sigue:

Figura 24.29 Regulador reductor con un LT1074.



$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(2,21\ V) \qquad (24.24)$$

La tensión diferencial de entrada/salida tiene que ser como mínimo 2 V, porque el dispositivo de conmutación interno consta de un transistor *pnp* que excita a un Darlington *npn*. Para corrientes altas, la caída total en el conmutador puede ser tan alta como 2 V.

Reguladores intensificadores monolíticos

El MAX631 es un regulador conmutado CMOS monolítico que utiliza la topología intensificadora para generar una salida regulada. Este regulador conmutado integrado de baja potencia tiene una frecuencia de conmutación de 50 kHz, una tensión de entrada de 2 a 5 V y un rendimiento de aproximadamente el 80 por ciento. El MAX631 es extremadamente simple porque sólo requiere dos componentes externos.

Por ejemplo, la Figura 24.30 muestra un MAX631 conectado a un regulador intensificador, que genera una tensión de salida fija de +5 V con una tensión de entrada de +2 a +5 V. La tensión de entrada suele proceder de una batería, ya que una de las aplicaciones de estos reguladores integrados son los instrumentos portátiles. La hoja de características recomienda utilizar una bobina de 330 μH y un condensador de 100 μF.

El MAX631 es un dispositivo de 8 pines, en el que aquellos pines que no se usan se conectan bien a tierra o se dejan desconectados. En la Figura 24.30, el pin 1 (LBI) puede utilizarse para detección de batería baja. Cuando se pone a tierra, no tiene ningún efecto. Aunque normalmente se utiliza como regulador de salida fija, el MAX631 puede emplear un divisor de tensión externo para proporcionar una tensión de realimentación al pin 7 (FB). Cuando el pin 7 está conectado a tierra, como se muestra en la figura, la tensión de salida está prefijada de fábrica en el valor de +5 V.

Además del MAX631, está disponible el MAX632, que proporciona una salida de +12 V, y el MAX633, que proporciona una salida de +15 V. Los reguladores MAX631 a MAX633 incluyen un pin 6, denominado *bomba de carga,* que es un separador de baja impedancia que genera una señal de salida rectangular. La amplitud de esta señal varía de 0 hasta V_{out} a la frecuencia del oscilador y se le puede añadir un nivel de continua negativo y un detector de pico para obtener una tensión de salida negativa.

Figura 24.30 Regulador intensificador utilizando un MAX631.

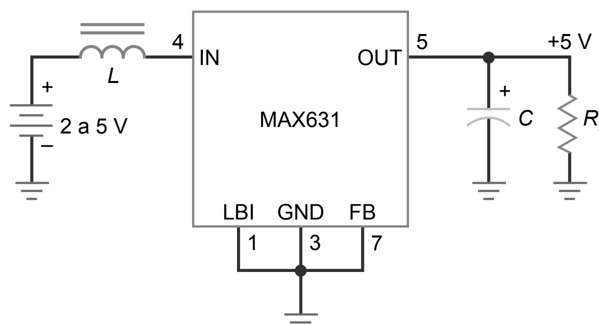
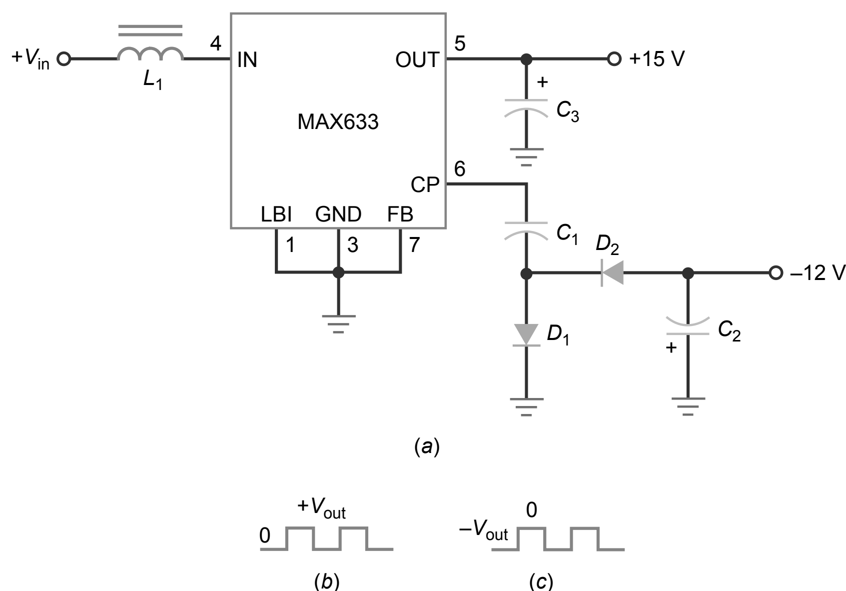


Figura 24.31 (*a*) Utilización de la bomba de carga del MAX633 para producir una tensión de salida negativa. (*b*) La salida del pin 6 excita al cambiador de nivel negativo. (*c*) Entrada al detector de picos negativos.



Por ejemplo, la Figura 24.31*a* muestra cómo utiliza un MAX633 su bomba de carga para conseguir una salida de aproximadamente −12 V. C_1 y D_1 forman un cambiador de nivel negativo. D_2 y C_2 forman un detector de pico. Veamos cómo funciona la bomba de carga: la Figura 24.31*b* muestra una forma de onda de tensión ideal que es la salida del pin 6. A causa del cambiador de nivel negativo, la forma de onda de tensión ideal en D_1 es la señal recortada negativamente de la Figura 24.31*c*. Esta forma de onda excita al detector de picos negativos para producir una salida de aproximadamente −12 V a 20 mA. El módulo de esta tensión es aproximadamente 3V más pequeña que la tensión de salida debido a las caídas de tensión de los dos diodos (D_1 y D_2) y a la caída en la impedancia de salida del separador (alrededor de 30 Ω).

Si utilizamos una batería para suministrar la tensión de entrada a un regulador lineal, la tensión de salida siempre será más pequeña. Los reguladores intensificadores no sólo presentan un mejor rendimiento que los reguladores lineales, sino que también pueden elevar la tensión de un sistema alimentado mediante baterías. Esto es muy importante y explica por qué el uso de los reguladores intensificadores monolíticos está tan extendido. La disponibilidad de baterías recargables de bajo coste ha hecho de los reguladores intensificadores integrados una elección estándar en los sistemas alimentados por baterías.

Los dispositivos MAX631 a MAX633 utilizan una tensión de referencia interna de 1,31V. Cuando estos reguladores conmutados se utilizan con un divisor de tensión externo, la siguiente ecuación proporciona la tensión de salida regulada:

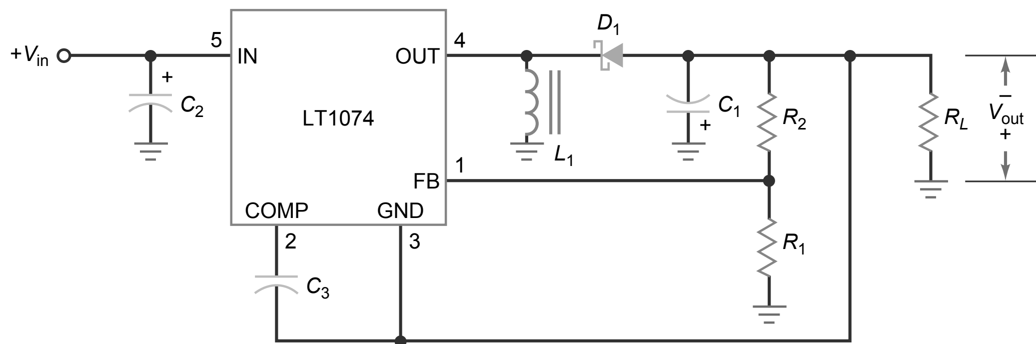
$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(1{,}31\ \text{V}) \tag{24.25}$$

Reguladores reductores-intensificadores monolíticos

El diseño interno del LT1074 permite una conexión externa reductora-intensificadora. La Figura 24.32 muestra el LT1074 conectado a un regulador reductor-intensificador. De nuevo, utilizamos un diodo Schottky para mejorar el rendimiento. Como se ha explicado anteriormente, la energía se almacena en el campo magnético de la bobina cuando el conmutador interno se cierra. Cuando el conmutador está abierto, el campo magnético colapsa y polariza en directa al diodo. La tensión de golpe inductivo negativa de la bobina pasa por el filtro con condensador a la entrada para producir $-V_{out}$.

En la exposición anterior acerca de la topología reductora-intensificadora (Figura 24.28*a*), hemos utilizado un amplificador inversor para obtener una tensión de realimentación positiva, porque la muestra de salida del divisor de tensión era negativa. El diseño interno del LT1074 se ocupa de este problema. La hoja de características recomienda conectar el pin GND (tierra) a la tensión de salida negativa, como se muestra en la Figura 24.32. Esto produce la tensión de error correcta para el comparador que controla al modulador PWM.

Figura 24.32 Utilización del LT1074 como regulador reductor-intensificador.



La Tabla-resumen 24.1 muestra diversos reguladores de tensión y enumera algunas de sus características.

Ejemplo 24.15

En el regulador reductor de la Figura 24.29, $R_1 = 2{,}21$ kΩ y $R_2 = 2{,}8$ kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida? ¿Cuál es la tensión mínima de entrada que se puede utilizar para esa tensión de salida?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (24.24), obtenemos la tensión de salida:

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{\text{REF}} = \frac{2{,}21\ \text{k}\Omega + 2{,}8\ \text{k}\Omega}{2{,}21\ \text{k}\Omega} (2{,}21\ \text{V}) = 5{,}01\ \text{V}$$

Teniendo en cuenta la caída en el dispositivo de conmutación de un LT1074, la tensión de entrada tiene que ser como nínimo 2 V mayor que la salida de 5 V, lo que significa que la tensión mínima de entrada será igual a 7 V. Una tensión diferencial de entrada/salida más holgada utilizará una tensión de entrada de 8 V.

PROBLEMA PRÁCTICO 24.15 Repita el Ejemplo 24.15, cambiando R_2 a 5,6 kΩ y calcule la nueva tensión de salida. Con $R_1 = 2{,}2$ kΩ, ¿qué valor de R_2 se necesita para generar una salida de 10 V?

Ejemplo 24.16

En el regulador reductor-intensificador de la Figura 24.32, $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 = 5{,}79$ kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida?

SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (24.24), obtenemos:

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{\text{REF}} = \frac{1\ \text{k}\Omega + 5{,}79\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} (2{,}21\ \text{V}) = 15\ \text{V}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 24.16 En la Figura 24.32, ¿cuál es la tensión de salida si $R_1 = 1$ kΩ y $R_2 =$ 4,7 kΩ?

Tabla-resumen 24.1 Reguladores de tensión

Tipo	Características
Regulador paralelo zener 	• $V_{out} = V_Z$ • Simple de construir • $\Delta\ V_{out} = \Delta\ I_Z R_Z$
Regulador paralelo con transistor 	• $V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE})$ • Regulación mejorada • Incorpora protección contra cortocircuito • Bajo rendimiento
Regulador serie con transistor 	• $V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_Z + V_{BE})$ • Mejora el rendimiento del regulador paralelo • $Q_2\ P_D \cong (V_{in} - V_{out})\ I_L$ • Hay que añadir protección contra cortocicuito
Regulador lineal integrado 	• Fácil de utilizar • Salidas fijas o ajustables • $V_{out} = V_{reg}$ o $\frac{R_1 + R_2}{R_1}(V_{ref})$

(*continúa*)

Tabla-resumen 24.1 (continuación) Reguladores de tensión

Tipo	Características
Regulador lineal integrado	• Esencialmente como un regulador serie • Buen rechazo al rizado • Incorpora protección contra cortocircuito y protección térmica
Regulador conmutado integrado	• Utiliza modulación por anchura de impulso • Alto rendimiento • Aumenta o reduce la tensión de entrada • Puede requerir circuitería compleja • Algo ruidoso • Popular en electrónica de consumo e informática

Resumen

SEC. 24.1 CARACTERÍSTICAS DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

La regulación de carga indica cuánto varía la tensión de salida cuando la corriente por la carga varía. La regulación de red indica cuánto varía la tensión en la carga cuando la tensión de la red varía. La resistencia de salida determina la regulación de carga.

SEC. 24.2 REGULADORES PARALELO

El regulador zener es el ejemplo más sencillo de un regulador paralelo. Añadiendo transistores y un amplificador operacional, podemos construir un regulador paralelo que tenga unos excelentes valores de regulación de carga y de red. La principal desventaja de un regulador paralelo es su bajo rendimiento, debido a las pérdidas de potencia en las resistencias serie y el transistor paralelo.

SEC. 24.3 REGULADORES SERIE

Utilizando un transistor de paso en lugar de una resistencia serie, podemos construir reguladores serie con rendimientos más altos que los reguladores paralelo. El seguidor de zener es el ejemplo más simple de un regulador serie. Añadiendo transistores y un amplificador operacional, podemos construir reguladores serie con excelentes regulaciones de carga y de red, además de con limitación de corriente.

SEC. 24.4 REGULADORES LINEALES MONOLÍTICOS

Los reguladores de tensión integrados tienen una de las siguientes tensiones: positiva fija, negativa fija o ajustable. Los reguladores integrados también se clasifican como estándar, de baja potencia y de baja tensión mínima diferencial entrada/salida (*low-dropout*). La serie LM78XX es una línea estándar de reguladores fijos con tensiones de salida entre 5 y 24 V.

SEC. 24.5 INTENSIFICADORES DE CORRIENTE

Para aumentar la corriente regulada por la carga de un regulador integrado, como por un ejemplo un dispositivo 78XX, podemos utilizar un transistor externo para aportar la corriente por encima de 1 A. Añadiendo otro transistor, podemos proporcionar protección contra cortocircuito.

SEC. 24.6 CONVERTIDORES DE CONTINUA-CONTINUA

Cuando se desea convertir una tensión continua de entrada en una tensión continua de salida de otro valor, resulta útil un convertidor de continua-continua (cc-cc). Los convertidores de continua-continua regulados contienen un oscilador cuya tensión de salida es proporcional a la tensión de entrada. Normalmente, se emplea una configuración *push-pull* de transistores y un transformador para aumentar o reducir esta tensión. Luego, se rectifica y se filtra para obtener una tensión de salida diferente de la tensión de entrada.

SEC. 24.7 REGULADORES CONMUTADOS

Un regulador conmutado es un convertidor de continua-continua que utiliza la modulación por anchura de impulso (PWM) para regular la tensión de salida. Haciendo que el transistor de paso conmute de corte a saturación (*on* y *off*), el regulador conmutado puede alcanzar rendimientos del 70 al 95 por ciento. Las topologías básicas son reductora, intensificadora y reductora-intensificadora (inversora). Este tipo de regulador es muy popular en computadoras y sistemas electrónicos portátiles.

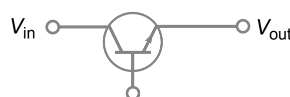
Definiciones

(24.8) Rendimiento:



$$\text{Rendimiento} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\%$$

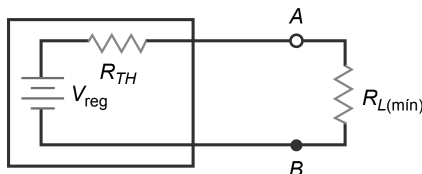
(24.11) Tensión diferencial de entrada/salida:



$$\text{Tensión diferencial de entrada/salida} = V_{in} - V_{out}$$

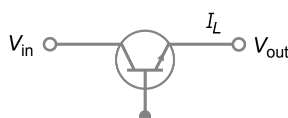
Derivaciones

(24.4) Regulación de carga:



$$\text{Regulación de carga} = \frac{R_{TH}}{R_{L(\text{mín})}} \times 100\%$$

(24.12) Disipación del transistor de paso:



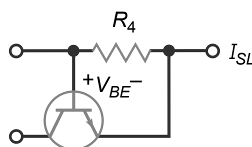
$$P_D \cong (V_{in} - V_{out})I_L$$

(24.13) Rendimiento:



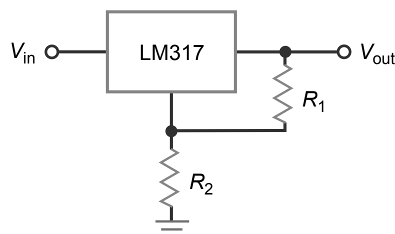
$$\text{Rendimiento} \cong \frac{V_{out}}{V_{in}} \times 100\%$$

(24.17) Corriente de cortocircuito por la carga:



$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4}$$

(24.19) Tensión de salida del LM317:



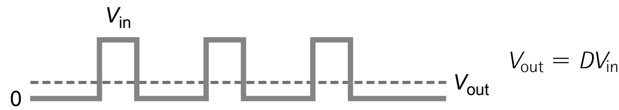
$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}(1{,}25\ \text{V})$$

(24.20) Energía almacenada en el campo magnético:



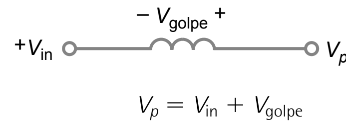
$$\text{Energía} = 0{,}5Li^2$$

(24.21) Valor medio de la entrada al filtro



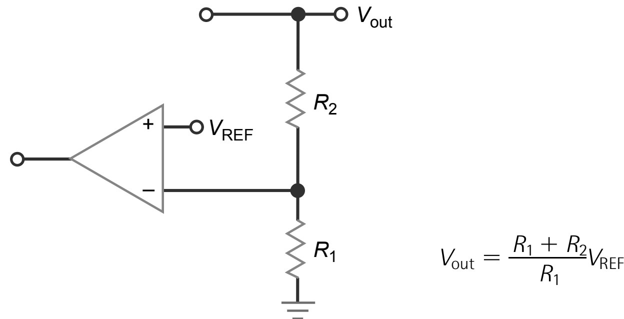
$V_{out} = DV_{in}$

(24.23) Tensión de pico intensificada:



$V_p = V_{in} + V_{golpe}$

(24.22) Salida de regulador conmutado:



$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{REF}$$

Cuestiones

1. **Los reguladores de tensión normalmente utilizan**
   a. realimentación negativa
   b. realimentación positiva
   c. no utilizan realimentación
   d. limitación de fase

2. **Durante la regulación, la disipación de potencia del transistor de paso es igual a la tensión de colector-emisor por la**
   a. corriente de base
   b. corriente por la carga
   c. corriente del zener
   d. reducción de corriente

3. **Sin limitación de corriente, una carga cortocircuitada probablemente**
   a. genere una corriente por la carga igual a cero
   b. destruya los diodos y transistores
   c. tenga una tensión de carga igual a la tensión del zener
   d. tenga una corriente por la carga muy baja

4. **Una resistencia limitadora de corriente normalmente**
   a. es cero
   b. es pequeña
   c. es grande
   d. está en abierto

5. **Un limitador de corriente simple produce mucho calor en**
   a. el diodo zener
   b. la resistencia de carga
   c. el transistor de paso
   d. el aire del ambiente

6. **Cuando se aplica limitación con reducción de corriente, la tensión en la carga tiende a cero y la corriente por la misma se aproxima a**
   a. un valor pequeño
   b. infinito
   c. la corriente del zener
   d. un nivel destructivo

7. **Un condensador puede ser necesario en un regulador de tensión discreto para evitar**
   a. la realimentación negativa
   b. una corriente de carga excesiva
   c. las oscilaciones
   d. la limitación de corriente

8. **Si la salida de un regulador de tensión varía de 15 a 14,7 V entre la corriente de carga mínima y máxima, la regulación de carga es**
   a. 0
   b. del 1 por ciento
   c. del 2 por ciento
   d. del 5 por ciento

9. **Si la salida de un regulador de tensión varía de 20 a 19,8 V cuando la tensión de la red varía dentro de su rango especificado, la regulación de red es**
   a. 0
   b. del 1 por ciento
   c. del 2 por ciento
   d. del 5 por ciento

10. **La impedancia de salida de un regulador de tensión es**
    a. muy pequeña
    b. muy grande
    c. igual a la tensión de carga dividida entre la corriente de carga
    d. igual a la tensión de entrada dividida entre la corriente de salida

11. **Comparado con el rizado de entrada en un regulador de tensión, el rizado de salida de un regulador de tensión es**
    a. igual en valor
    b. mucho más grande
    c. mucho más pequeño
    d. imposible de determinar

12. **Un regulador de tensión tiene un rechazo al rizado de −60 dB. Si el rizado de entrada es de 1 V, el rizado de salida será**
    a. −60 mV
    b. 1 mV
    c. 10 mV
    d. 1000 V

13. **La desconexión térmica se produce en un regulador integrado si**
    a. la disipación de potencia es demasiado baja
    b. la temperatura interna es demasiado alta
    c. la corriente por el dispositivo es demasiado baja
    d. Cualquiera de las opciones anteriores.

14. Si un regulador integrado de tres terminales está más alejado de unos pocos centímetros del filtro condensador, pueden producirse oscilaciones dentro del CI, a menos que se utilice

a. limitación de corriente
b. un condensador de desacoplo en el pin de entrada
c. un condensador de acoplo en el pin de salida
d. una tensión de entrada regulada

15. La serie 78XX de reguladores de tensión produce una tensión de salida que es

a. positiva
b. negativa
c. positiva o negativa
d. no regulada

16. El LM7812 genera una tensión de salida regulada de

a. 3 V
b. 4 V
c. 12 V
d. 78 V

17. Un intensificador de corriente es un transistor en

a. serie con el CI regulador
b. paralelo con el CI regulador
c. serie o en paralelo
d. paralelo con la carga

18. Para activar un intensificador de corriente, podemos excitar sus terminales base-emisor con la tensión en

a. una resistencia de carga
b. una impedancia de zener
c. otro transistor
d. una resistencia detectora de corriente

19. Un divisor de fase genera dos tensiones de salida que son

a. iguales en fase
b. distintas en amplitud
c. opuestas en fase
d. muy pequeñas

20. Un regulador serie es un ejemplo de

a. regulador lineal
b. regulador conmutado
c. regulador paralelo
d. convertidor cc-cc

21. Para obtener más tensión de salida de un regulador conmutado reductor, hay que

a. disminuir el ciclo de trabajo
b. disminuir la tensión de entrada
c. aumentar el ciclo de trabajo
d. aumentar la frecuencia de conmutación

22. Un incremento de la tensión de la red en una fuente de alimentación normalmente produce

a. una disminución de la resistencia de carga
b. un incremento de la tensión de carga
c. una disminución del rendimiento
d. menos disipación de potencia en los diodos rectificadores

23. Una fuente de alimentación con una baja impedancia de salida tiene

a. baja regulación de carga
b. una baja limitación de corriente
c. una baja regulación de red
d. un bajo rendimiento

24. Un regulador de zener es un

a. regulador paralelo
b. regulador serie
c. regulador conmutado
d. seguidor de zener

25. La corriente de entrada a un regulador paralelo

a. es variable
b. es constante
c. es igual a la corriente de carga
d. se utiliza para almacenar energía en un campo magnético

26. Una ventaja de la regulación paralelo es

a. que incorpora la protección contra cortocircuito
b. la baja disipación de potencia en el transistor de paso
c. su alto rendimiento
d. la poca potencia perdida

27. El rendimiento de un regulador de tensión es alto cuando

a. la potencia de entrada es baja
b. la potencia de salida es alta
c. se pierde poca potencia
d. la potencia de entrada es alta

28. Un regulador paralelo no es eficaz debido a

a. las pérdidas de potencia
b. que utiliza una resistencia serie y un transistor paralelo
c. la relación de la potencia salida con respecto a la de entrada es baja
d. Todas las anteriores

29. Un regulador conmutado se considera

a. silencioso
b. ruidoso
c. ineficaz
d. lineal

30. El seguidor de zener es un ejemplo de

a. regulador intensificador
b. regulador paralelo
c. regulador reductor
d. regulador serie

31. Un regulador serie es máz eficaz que un regulador paralelo porque

a. tiene una resistencia serie
b. puede intensificar la tensión
c. el transistor de paso reemplaza a la resistencia serie
d. el transistor de paso conmuta entre los estados *on* y *off*

32. El rendimiento de un regulador lineal es alto cuando

a. la tensión diferencial de entrada/salida es baja
b. el transistor de paso tiene una alta disipación de potencia
c. la tensión del zener es baja
d. la tensión de salida es baja

33. Si la carga está cortocircuitada, el transistor de paso tiene la disipación de potencia mínima cuando el regulador

a. dispone de limitación con reducción de corriente
b. tiene un bajo rendimiento
c. utiliza topología reductora
d. tiene una alta tensión de zener

34. La tensión diferencial de entrada/salida mínima (*dropout*) de los reguladores lineales estándar monolíticos es muy próxima a

a. 0,3 V
c. 2 V
b. 0,7 V
d. 3,1 V

35. En un regulador reductor, la tensión de salida se filtra con un

a. filtro de choque
b. filtro condensador a la entrada
c. diodo
d. divisor de tensión

36. El regulador con el mejor rendimiento es el

a. regulador paralelo
b. regulador serie
c. regulador conmutado
d. convertidor cc-cc

37. En un regulador intensificador, la tensión de salida se filtra con un

a. filtro de choque
b. filtro con condensador a la entrada
c. diodo
d. divisor de tensión

38. El regulador reductor-intensificador también de denomina

a. regulador reductor
b. regulador intensificador
c. regulador inversor
d. Todas las anteriores

Problemas

SEC. 24.1 CARACTERÍSTICAS DE LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

24.1 Una fuente de alimentación tiene los valores $V_{NL} = 15$ V y $V_{FL} = 14{,}5$ V. ¿Cuál es la regulación de carga?

24.2 Una fuente de alimentación tiene los valores $V_{HL} = 20$ V y $V_{LL} = 19$ V. ¿Cuál es la regulación de red?

24.3 Si la tensión de la red varía de 108 a 135 V y la tensión de carga varía de 12 a 12,3 V, ¿cuál es la regulación de red?

24.4 Una fuente de alimentación tiene una resistencia de salida de 2 Ω. Si la resistencia de carga mínima es 50 Ω, ¿cuál es la regulación de carga?

SEC. 24.2 REGULADORES PARALELO

24.5 En la Figura 24.4, $V_{in} = 25$ V, $R_S = 22$ Ω, $V_Z = 18$ V, $V_{BE} = 0{,}75$ V y $R_L = 100$ Ω. ¿Cuáles son los valores de la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente por la carga y la corriente de colector?

24.6 El regulador paralelo de la Figura 24.5 tiene los siguientes valores de circuito: $V_{in} = 25$ V, $R_S = 15$ Ω, $V_Z = 5{,}6$ V, $V_{BE} = 0{,}77$ V y $R_L = 80$ Ω. Si $R_1 = 330$ Ω y $R_2 = 680$ Ω, ¿cuáles son los valores aproximados de la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente por la carga y la corriente de colector?

24.7 El regulador paralelo de la Figura 24.6 tiene estos valores de circuito: $V_{in} = 25$ V, $R_S = 8{,}2$ Ω, $V_Z = 5{,}6$ V y $R_L = 50$ Ω. Si $R_1 = 2{,}7$ kΩ y $R_2 = 6{,}2$ kΩ, ¿cuáles son los valores aproximados de la tensión de salida, la corriente de entrada, la corriente por la carga y la corriente de colector?

SEC. 24.3 REGULADORES SERIE

24.8 En la Figura 24.8, $V_{in} = 20$ V, $V_Z = 4{,}7$ V, $R_1 = 2{,}2$ kΩ, $R_2 = 4{,}7$ kΩ, $R_3 = 1{,}5$ kΩ, $R_4 = 2{,}7$ kΩ y $R_L = 50$ Ω. ¿Cuál es la tensión de salida? ¿Cuál es la disipación de potencia en el transistor de paso?

24.9 ¿Cuál es el rendimiento aproximado en el Problema 24.8?

24.10 En la Figura 24.15, la tensión del zener se cambia a 6,2 V. ¿Cuál es la tensión de salida aproximada?

24.11 En la Figura 24.16, V_{in} puede variar desde 20 a 30 V. ¿Cuál es la corriente máxima por el zener?

24.12 Si el potenciómetro de 1 kΩ de la Figura 24.16 se cambia a 1,5 kΩ, ¿cuáles son las tensiones de salida reguladas mínima y máxima?

24.13 Si la tensión de salida regulada es 8 V en la Figura 24.16, ¿cuál es la resistencia de carga cuando se inicia la limitación de corriente? ¿Cuál es la corriente aproximada de cortocircuito por la carga?

SEC. 24.4 REGULADORES LINEALES MONOLÍTICOS

24.14 ¿Cuál es la corriente de carga en la Figura 24.33? ¿Y la tensión diferencial de entrada/salida? ¿Y la disipación de potencia del LM7815?

24.15 ¿Cuál es el rizado de salida en la Figura 24.33?

24.16 Si $R_1 = 2{,}7$ kΩ y $R_2 = 20$ kΩ en la Figura 24.20, ¿cuál es la tensión de salida?

24.17 El LM7815 se utiliza con una tensión de entrada que puede variar entre 18 y 25 V. ¿Cuál es el rendimiento máximo? ¿Y el rendimiento mínimo?

SEC. 24.6 CONVERTIDORES DE CONTINUA-CONTINUA

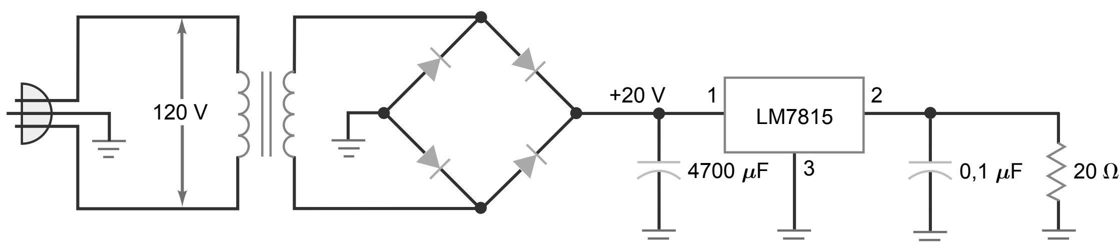
24.18 Un convertidor de continua-continua tiene una tensión de entrada de 5 V y una tensión de salida de 12 V. Si la corriente de entrada es 1 A y la corriente de salida es 0,25 A, ¿cuál es el rendimiento del convertidor de continua-continua?

24.19 Un convertidor de continua-continua tiene una tensión de entrada de 12 V y una tensión de salida de 5 V. Si la corriente de entrada es 2 A y el rendimiento es del 80 por ciento, ¿cuál es la corriente de salida?

SEC. 24.7 REGULADORES CONMUTADOS

24.20 Un regulador reductor tiene los siguientes valores: $V_{REF} = 2{,}5$ V, $R_1 = 1{,}5$ kΩ y $R_2 = 10$ kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida?

Figura 24.33 Ejemplo.



24.21 Si el ciclo de trabajo es del 30 por ciento y el valor de pico de los impulsos del filtro de choque es de 20 V, ¿cuál es la tensión de salida regulada?

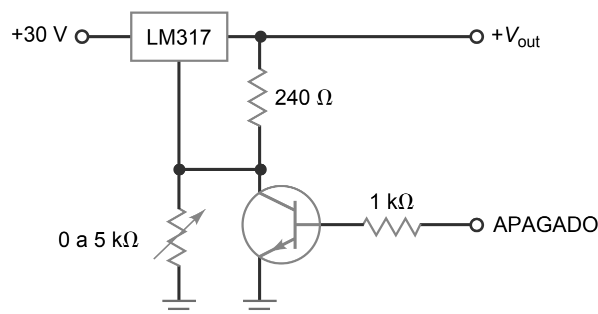
24.22 Un regulador intensificador tiene los valores siguientes: $V_{REF} = 1{,}25$ V, $R_1 = 1{,}2$ kΩ y $R_2 = 15$ kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida?

24.23 Un regulador reductor-intensificador tiene los valores siguientes: $V_{REF} = 2{,}1$ V, $R_1 = 2{,}1$ kΩ y $R_2 = 12$ kΩ. ¿Cuál es la tensión de salida?

Pensamiento crítico

24.24 La Figura 24.34 muestra un regulador LM317 con apagado electrónico. Cuando la tensión de apagado es cero, el transistor se corta y no tiene efecto sobre el funcionamiento. Pero cuando la tensión de apagado es aproximadamente 5 V, el transistor se satura. ¿Cuál es el rango de tensión de salida ajustable cuando la tensión de apagado es cero? ¿A qué es igual la tensión de salida cuando la tensión de apagado es de 5 V?

Figura 24.34



24.25 El transistor de la Figura 24.34 está cortado. Para obtener una tensión de salida de 18 V, ¿cuál será el valor de la resistencia ajustable?

24.26 Cuando un rectificador en puente y un filtro condensador a la entrada excitan a un regulador de tensión, la tensión del condensador durante la descarga es casi una rampa perfecta. ¿Por qué obtenemos un rampa en lugar de la onda exponencial habitual?

24.27 Si la regulación de carga es del 5 por ciento y la tensión sin carga es de 12,5 V, ¿cuál es la tensión para la carga máxima?

24.28 Si la regulación de red es del 3 por ciento y la tensión de red mínima es 16 V, ¿cuál es la tensión de red máxima?

24.29 Una fuente de alimentación tiene una regulación de carga del 1 por ciento y una resistencia de carga mínima de 10 Ω. ¿Cuál es la resistencia de salida de la fuente de alimentación?

24.30 El regulador paralelo de la Figura 24.6 tiene una tensión de entrada de 35 V, una corriente de colector de 60 mA, una corriente de carga de 140 mA. Si la resistencia serie es de100 Ω, ¿cuál es la resistencia de carga?

24.31 En la Figura 24.10, deseamos empezar a limitar la corriente a aproximadamente 250 mA, ¿qué valor deberá tener R_4?

24.32 La Figura 24.12 tiene una tensión de salida de 10 V. Si $V_{BE} =$ 0,7 V para el transitor limitador de corriente, ¿cuáles son los valores de la corriente de cortocircuito y de la corriente máxima por la carga? Utilice $K = 0{,}7$ y $R_4 = 1$ Ω.

24.33 En la Figura 24.35, $R_5 = 7{,}5$ kΩ, $R_6 = 1$ kΩ, $R_7 = 9$ kΩ y $C_3 = 0{,}001$ μF. ¿Cuál es la frecuencia de conmutación del regulador reductor?

24.34 En la Figura 24.16, el cursor del potenciómetro se encuentra en el centro de su recorrido, ¿cuál es la tensión de salida?

Detección de averías

Utilice la Figura 24.35 para los problemas restantes. En esta serie de problemas, tiene que localizar averías en un regulador conmutado. Antes de empezar, fíjese en la fila OK de la tabla “Detección de averías”, para ver las formas de onda normales con sus tensiones de pico correctas. En este ejercicio, la mayoría de las averías son fallos del CI en lugar de fallos de las resistencias. Cuando un CI falla, cualquier cosa puede ocurrir. Los pines puede estar internamente en abierto, cortocircuitados, etc., independientemente de cuál sea la avería interna del CI, el síntoma más común es una *salida bloqueada.* Esto hace referencia a que la tensión de salida puede bloquearse en saturación positiva o negativa. Si las señales de entrada con correctas, un circuito integrado que da una salida bloqueada tiene que reemplazarse. Los siguientes problemas le proporcionan la posibilidad de trabajar con salidas que están bloqueadas bien en 113,5 o 213,5 V.

24.35 Localizar la avería 1.

24.36 Localizar la avería 2.

24.37 Localizar la avería 3.

24.38 Localizar la avería 4.

24.39 Localizar la avería 5.

24.40 Localizar la avería 6.

24.41 Localizar la avería 7.

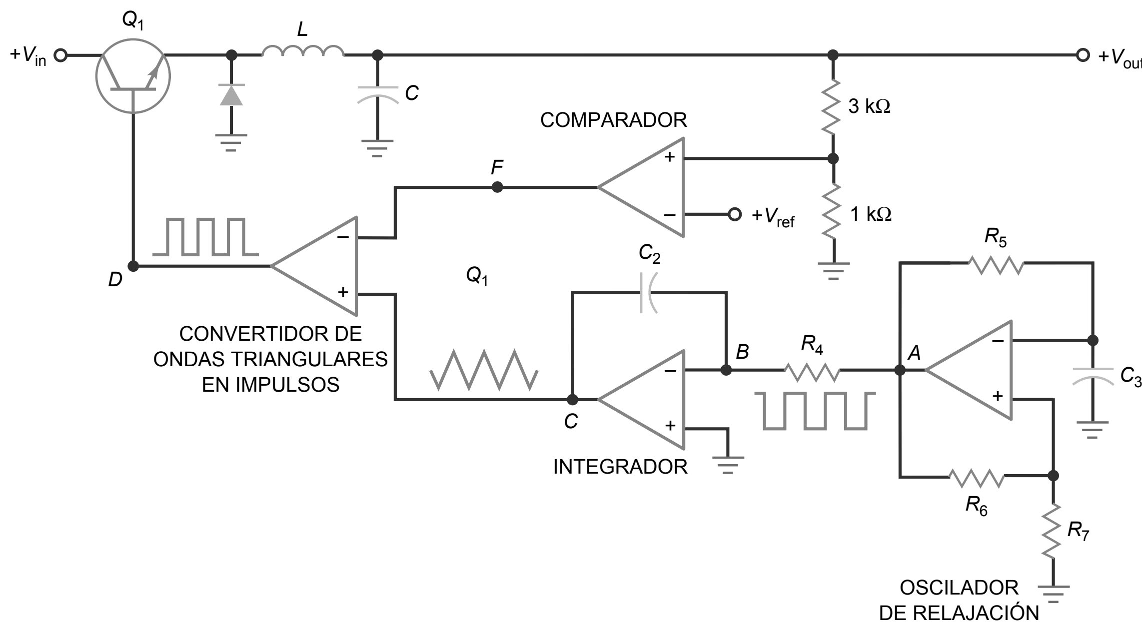
24.42 Localizar la avería 8.

24.43 Localizar la avería 9.

Cuestiones de entrevista de trabajo

1. Dibuje un regulador paralelo y explique cómo funciona.
2. Dibuje un regulador serie y explique cómo funciona.
3. Explique por qué el rendimiento de un regulador serie es mejor que el de un regulador paralelo.
4. ¿Cuáles son los tres tipos básicos de reguladores conmutados? ¿Cuál de ellos incrementa la tensión? ¿Cuál de ellos produce una salida negativa a partir de una entrada positiva? ¿Cuál de ellos reduce la tensión?
5. En un regulador serie, ¿qué es la *tensión diferencial de entrada/ salida*? ¿Cómo se relaciona el rendimiento con dicha tensión diferencial?
6. ¿Cuál es la diferencia entre el LM7806 y el LM7912?
7. Explique qué es la regulación de red y de carga. Si desea disponer de una fuente de alimentación de calidad, ¿estos parámetros deben ser altos o bajos?
8. ¿Cómo se relaciona la resistencia de salida o de Thevenin de una fuente de alimentación con la regulación de carga? En una fuente de alimentación de calidad, ¿la resistencia de salida tiene que ser alta o baja?
9. ¿Cuál es la diferencia entre limitación de corriente y limitación con reducción de corriente?

Figura 24.35

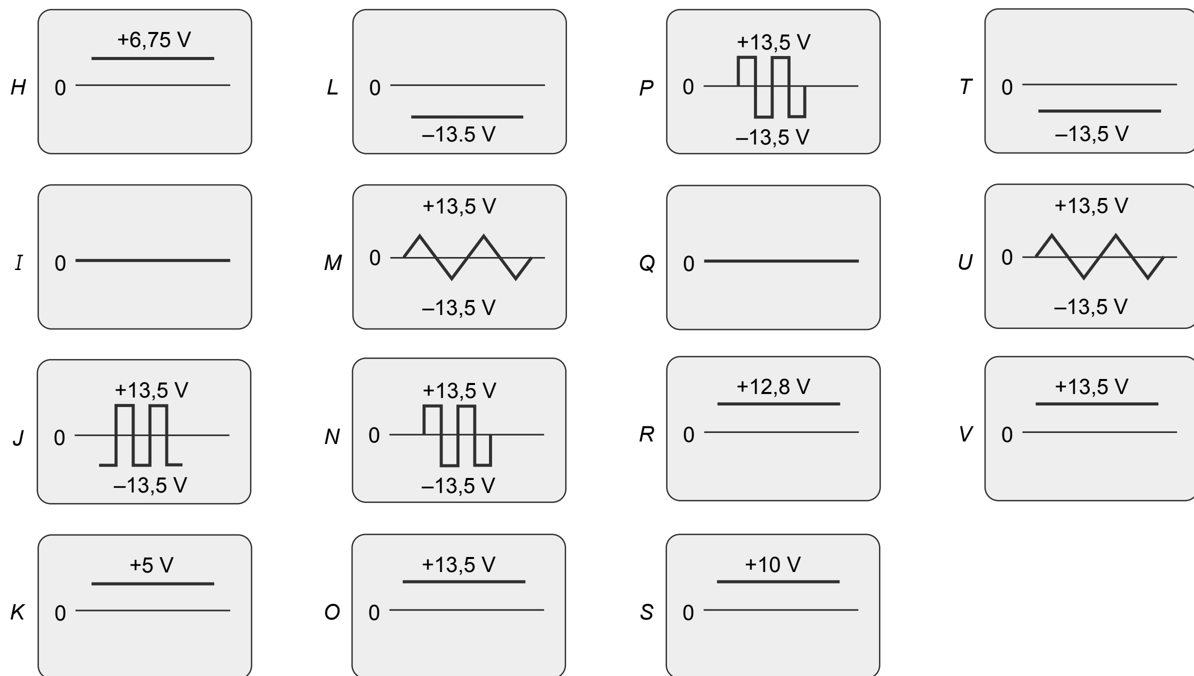


Detección de averías

Avería	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F
OK	N	I	M	J	K	H
*T*1	P	I	U	T	I	L
*T*2	T	L	V	O	R	O
*T*3	N	Q	M	V	I	T
*T*4	P	N	L	T	Q	L
*T*5	P	V	L	T	I	L
*T*6	N	Q	M	O	R	T
*T*7	P	I	U	I	Q	L
*T*8	P	I	U	L	Q	V
*T*9	N	Q	M	O	R	V

Formas de onda

Figura 24.35 (continuación)



10. ¿Qué quiere decir *protección térmica*?
11. El fabricante de un regulador de tres terminales recomienda utilizar un condensador de desacoplo en la entrada si el CI se monta más alejado de unos centímetros de la fuente de alimentación no regulada. ¿Cuál es el propósito de este condensador?
12. ¿Cuál es la tensión típica diferencial de entrada/salida de la serie LM78XX? ¿Cuál es su significado?

Respuestas al autotest

1.	a	**9.**	b	**17.**	b	**25.**	b	**33.**	a
2.	b	**10.**	a	**18.**	d	**26.**	a	**34.**	c
3.	b	**11.**	c	**19.**	c	**27.**	c	**35.**	a
4.	b	**12.**	b	**20.**	a	**28.**	d	**36.**	c
5.	c	**13.**	b	**21.**	c	**29.**	b	**37.**	b
6.	a	**14.**	b	**22.**	b	**30.**	d	**38.**	d
7.	c	**15.**	a	**23.**	a	**31.**	c		
8.	c	**16.**	c	**24.**	a	**32.**	a		

Respuestas a los problemas prácticos

24.1 V_{out} = 7,6 V; I_S = 440 mA; I_L = 190 mA; I_C = 250 mA

24.2 V_{out} = 11.1 V; I_S = 392 mA; I_L = 277 mA; I_C = 115 mA

24.3 P_{out} = 3,07 W; P_{in} = 5,88 W; % Rendimiento = 52,2%

24.4 I_C = 66 mA; P_D = 858 mW

24.6 Regulación de carga = 2,16%; Regulación de red = 3,31%

24.7 V_{out} = 8,4 V; P_D = 756 mW

24.8 Rendimiento = 70%

24.9 V_{out} = 11,25 V

24.11 I_Z = 22,7 mA; $V_{out(mín)}$ = 5,57 V; $V_{out(máx)}$ = 13 V; R_L = 41,7 Ω; I_{SL} = 350 mA

24.12 I_L = 150 mA; V_R = 198 μV

24.13 V_{out} = 7,58 V

24.15 V_{out} = 7,81 V; R_2 = 7,8 kΩ

24.16 V_{out} = 7,47 V

Índice

Apéndice A

Derivaciones matemáticas

En este apéndice se han incluido algunas demostraciones matemáticas. En el sitio web del libro en su versión en inglés, www.malvino.com, hay disponibles más demostraciones.

Demostración de la Ecuación (9.10)

El punto de partida para esta derivación es la ecuación de la unión *pn* rectangular deducida por Schockley:

$$\boldsymbol{I = I_s(\epsilon^{Vq/KT} - 1)} \qquad \textbf{(A.1)}$$

donde I = corriente total del diodo
I_s = corriente inversa de saturación
V = tensión total en la zona de deplexión
q = carga de un electrón
k = constante de Boltzmann
T = temperatura absoluta. ºC + 273

La Ecuación (A.1) *no* incluye la resistencia interna de cada lado de la unión. Por tanto, la ecuación se aplica al diodo completo sólo cuando la tensión en la resistencia interna es despreciable.

A temperatura ambiente, q/KT es aproximadamente igual a 40, con lo que la Ecuación (A.1) queda:

$$\boldsymbol{I = I_s(\epsilon^{40V} - 1)} \qquad \textbf{(A.2)}$$

En algunos textos podrá ver un valor de 39*V*, pero es una diferencia muy pequeña. Para obtener r_e', diferenciamos I con respecto a V:

$$\frac{dI}{dV} = 40 I_s \epsilon^{40V}$$

Utilizando la Ecuación (A.2), podemos reescribir la expresión anterior como sigue:

$$\frac{dI}{dV} = 40(I + I_s)$$

Tomando el recíproco obtenemos r_e'

$$\boldsymbol{r_e' = \frac{dV}{dI} = \frac{1}{40(I + I_s)} = \frac{25\,\text{mV}}{I + I_s}} \qquad \textbf{A.3}$$

La Ecuación (A.2) incluye el efecto de la corriente inversa de saturación. En un amplificador lineal práctico, I es mucho mayor que I_s (si no fuera así, la polarización sería inestable). Por tanto, el valor práctico de r_e' es

$$r_e' = \frac{25\,\text{mV}}{I}$$

Dado que estamos hablando de la zona de deplexión de emisor, añadimos el subíndice E y obtenemos:

$$r_e' = \frac{25\,\text{mV}}{I_E}$$

Demostración de la Ecuación (12.27)

En la Figura 12.18*a*, la disipación de potencia instantánea durante el período que el transistor conduce (*on*) es:

$$p = V_{CE} I_C$$
$$= V_{CE}(1 - \text{sen}\,\theta) I_{C(\text{sat})} \,\text{sen}\,\theta$$

Esta expresión es válida para el semiciclo durante el que el transistor está en conducción. Durante el semiciclo que está cortado (*off*), idealmente, $p = 0$.

La disipación de potencia media es:

$$p_{\text{media}} = \frac{\text{área}}{\text{período}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{CE}(1 - \text{sen}\,\theta) I_{C(\text{sat})} \,\text{sen}\,\theta \, d\theta$$

Después de evaluar la integral definida en los límites del semiciclo 0 a π, y dividiendo entre el período de 2π, obtenemos la potencia media para el *ciclo completo* del transistor:

$$\boldsymbol{p_{\text{media}} = \frac{1}{2\pi} V_{CEQ} I_{C(\text{sat})} \left[-\cos\theta - \frac{\theta}{2} \right]_0^{\pi}}$$
$$\boldsymbol{= 0{,}068 V_{CEQ} I_{C(\text{sat})}} \qquad \textbf{(A.4)}$$

Ésta es la disipación de potencia en cada transistor durante el ciclo completo, suponiendo una amplitud de señal del 100 por cien sobre la tensión alterna de red en la carga.

Si la señal no oscila sobre la tensión completa de red en la carga, la potencia instantánea es igual a:

$$p = V_{CE} I_C = V_{CEQ}(1 - k\,\text{sen}\,\theta) I_{C(\text{sat})} k \,\text{sen}\,\theta$$

donde *k* es una constante comprendida entre 0 y 1; *k* representa la fracción de la tensión de red en la carga que se está utilizando. Integrando:

$$p_{\text{media}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} p \, d\theta$$

obtenemos:

$$\boldsymbol{p_{\text{media}} = \frac{V_{CEQ} I_{C(\text{sat})}}{2\pi}\left(2k - \frac{\pi k^2}{2} \right)} \qquad \textbf{(A.5)}$$

Puesto que p_{media} es una función de *k*, podemos tomar la derivada y hacer dp_{media}/dk igual a cero para hallar el valor máximo de *k*:

$$\frac{dp_{\text{media}}}{dk} = \frac{V_{CEQ} I_{C(\text{sat})}}{2\pi}(2 - k\pi) = 0$$

Resolviendo para obtener *k*, tenemos

$$k = \frac{2}{\pi} = 0{,}636$$

Con este valor de *k*, la Ecuación (A.5) queda como sigue:

$$p_{\text{media}} = 0{,}107 V_{CEQ} I_{C(\text{sat})} \cong 0{,}1 V_{CEQ} I_{C(\text{sat})}$$

Dado que $I_{C(\text{sat})} = V_{CEQ}/R_L$ y $V_{CEQ} = \text{MPP}/2$, la ecuación anterior puede escribirse del siguiente modo:

$$P_{D(\text{máx})} = \frac{\text{MPP}^2}{40 R_L}$$

Demostración de las Ecuaciones (13.15) y (13.16)

Partimos de la ecuación de la transconductancia:

$$\boldsymbol{I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right]^2} \quad \textbf{(A.6)}$$

Derivando esta expresión, tenemos

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = g_m = 2I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right]\left[-\frac{1}{V_{GS(\text{off})}}\right]$$

o

$$\boldsymbol{g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(\text{off})}}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right]} \quad \textbf{(A.7)}$$

Cuando $V_{GS} = 0$, obtemos:

$$\boldsymbol{g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS(\text{off})}}} \quad \textbf{(A.8)}$$

reordenando

$$V_{GS(\text{off})} = -\frac{2I_{DSS}}{g_{m0}}$$

con lo que la Ecuación (13.15) queda demostrada. Sustituyendo el lado izquierdo de la Ecuación (A.8) en la Ecuación (A.7), obtenemos

$$g_m = g_{m0}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}}\right]$$

lo que demuestra la Ecuación (13.16).

Demostración de la Ecuación (18.2)

La ecuación de una tensión sinusoidal es:

$$v = V_p \text{ sen } \omega t$$

La derivada con respecto al tiempo es:

$$\frac{dv}{dt} = \omega V_p \cos \omega t$$

La tasa de variación máxima se produce para $t = 0$. Además, cuando la frecuencia aumenta, se alcanza el punto en el que la tasa de variación máxima es igual al *slew-rate*. En este punto crítico:

$$S_R = \left(\frac{dv}{dt}\right)_{\text{máx}} = \omega_{\text{máx}} V_p = 2\pi f_{\text{máx}} V_p$$

Despejando $f_{\text{máx}}$ en función de S_R, obtenemos:

$$f_{\text{máx}} = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

Demostración de la Ecuación (19.10)

He aquí la demostración de la expresión que define la impedancia de salida en lazo cerrado. Partimos de:

$$A_{v(CL)} = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B}$$

Sustituyendo

$$A_v = A_u \frac{R_L}{r_{out} + R_L}$$

donde A_v es la ganancia con carga (R_L conectada) y A_u es la ganancia sin carga (R_L desconectada). Después de sustituir A_v, la ganancia en lazo cerrado se simplifica como sigue:

$$A_{v(CL)} = \frac{A_u}{1 + A_u B + r_{out} / R_L}$$

Si

$$1 + A_u B = \frac{r_{out}}{R_L}$$

$A_{v(CL)}$caerá hasta la mitad, lo que implica que la resistencia de car ga está adaptada con la resistencia de Thevenin del amplificador de realimentación. Despejando R_L, tenemos:

$$R_L = \frac{r_{out}}{1 + A_u B}$$

Éste es el valor de la resistencia de car ga que fuerza a que la ganancia de tensión en lazo cerrado se reduzca a la mitad, lo que es equivalente a decir que es igual a la impedancia de salida en lazo cerrado:

$$r_{out(CL)} = \frac{r_{out}}{1 + A_u B}$$

En cualquier amplificador con realimentación práctico, r_{out} es mucho menor que R_L, por lo que A_{VOL} es aproximadamente igual a A_u. Por esta razón, casi siempre se emplea la siguiente expresión para la impedancia de salida:

$$r_{out(CL)} = \frac{r_{out}}{1 + A_{VOL} B}$$

donde $r_{out(CL)}$ = impedancia de salida en lazo cerrado
r_{out} = impedancia de salida en lazo abierto
$A_{VOL}B$ = ganancia en lazo abierto

Demostración de la Ecuación (19.23)

A causa de la tierra virtual disponible en la Figura 19.12, prácticamente toda la corriente de entrada circula a través de R_1. Sumando las tensiones alrededor del circuito tenemos:

$$-v_{error} + i_{in}R_2 - (i_{out} - i_{in})\,R_1 = 0 \qquad \textbf{(A.9)}$$

Utilizando las siguientes expresiones:

$$v_{error} = \frac{v_{out}}{A_{VOL}}$$

y

$$v_{out} = i_{out} R_L + (i_{out} - i_{in}) R_1$$

La Ecuación (B.9) puede reordenarse como sigue:

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VOL} R_2 + (1 + A_{VOL}) R_1}{R_L + (1 + A_{VOL}) R_1}$$

Dado que A normalmente es mucho mayor que 1, la expresión anterior se reduce a:

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VOL}(R_1 + R_2)}{R_L + A_{VOL} R_1}$$

Además, AR_2 normalmente es mucho mayor que R_L, con lo que la expresión anterior queda:

$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Demostración de la Ecuación (22.17)

La variación de la tensión del condensador está dada por:

$$\boldsymbol{\Delta V = \frac{IT}{C}} \quad \textbf{(A.10)}$$

En el semiciclo positivo de la tensión de entrada (Figura 22.28 *a*), la corriente de carga en el condensador idealmente es:

$$I = \frac{V_p}{R}$$

Puesto que T es el tiempo de bajada de la rampa de salida, representa la mitad del período de salida. Si f es la frecuencia de la onda cuadrada de entrada, $T = 1/2f$. Sustituyendo I y T en la Ecuación (A.10) obtenemos:

$$\Delta V = \frac{V_p}{2fRC}$$

La tensión de entrada tiene un valor de pico V_p, mientras que la tensión de salida tiene un valor de pico a pico igual a ΔV. Por tanto, la ecuación se puede escribir del siguiente modo:

$$v_{out(pp)} = \frac{V_p}{2fRC}$$

Demostración de la Ecuación (22.18)

El punto de conmutación superior (PCS) tiene un valor de $+BV_{sat}$ y el punto de conmutación inferior (PCI) tiene un valor de $-BV_{sat}$. Partimos de la ecuación básica de la conmutación que se aplica en cualquier circuito RC:

$$\boldsymbol{v = v_i + (v_f - v_i)(1 - e^{-t/RC})} \quad \textbf{(A.11)}$$

donde v = tensión instantánea del condensador
v_i = tensión inicial del condensador
v_f = tensión final del condensador
t = tiempo de carga
RC = constante de tiempo

En la Figura 22.32*b*, la carga del condensador se inicia con un valor inicial de $-BV_{sat}$ y termina con un valor final de $+BV_{sat}$. La tensión final del condensador es $+V_{sat}$ y el tiempo de carga del condensador es la mitad del período, $T/2$. Sustituyendo en la Ecuación (A.11) tenemos:

$$BV_{sat} = -BV_{sat} + (V_{sat} + BV_{sat})(1 - e^{-T/2RC})$$

Esto se simplifica como sigue:

$$\frac{2B}{1+B} = 1 - e^{-T/2RC}$$

Reordenando y calculando el antilogaritmo, la expresión anterior queda

$$T = 2RC \ln \frac{1+B}{1-B}$$

Demostración de la Ecuación (23.25)

Partimos de la Ecuación (A.11), la ecuación de conmutación de cualquier circuito *RC*. En la Figura 23.33, la tensión inicial del condensador es cero, la tensión objetivo del condensador es $+V_{CC}$ y la tensión final del mismo es $+2V_{CC}/3$. Sustituyendo en la Ecuación (A.11) obtenemos:

$$\frac{2V_{CC}}{3} = V_{CC}(1 - e^{-W/RC})$$

Lo que se simplifica como sigue:

$$e^{-W/RC} = \frac{1}{3}$$

Despejando *W*,

$$W = 1{,}0986RC \cong 1{,}1RC$$

Demostración de las Ecuaciones (23.28) y (23.29)

En la Figura 23.36, el condensador tarda en cargarse un tiempo *W*. La tensión del condensador comienza en $+V_{CC}/3$ y termina en $+2V_{CC}/3$ con una tensión objetivo de $+V_{CC}$. Sustituyendo en la Ecuación (A.11), obtenemos:

$$\frac{2V_{CC}}{3} = \frac{V_{CC}}{3} + \left(V_{CC} - \frac{V_{CC}}{3}\right)(1 - e^{-W/RC})$$

Esto se simplifica como sigue:

$$e^{-W/RC} = 0{,}5$$

o

$$W = 0{,}693RC = 0{,}693(R_1 + R_2)C$$

La ecuación del proceso de descarga es similar, excepto en que se utiliza R_2 en lugar de $R_1 + R_2$. En la Figura 23.36, el tiempo de descarga es $T - W$, lo que nos lleva a:

$$T - W = 0{,}693R_2C$$

Por tanto, el período es:

$$T = 0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C$$

y el ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{0{,}693(R_1 + R_2)C}{0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C} \cdot 100\%$$

o

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \cdot 100\%$$

Para obtener la frecuencia, calculamos el recíproco del período *T*:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0{,}693(R_1 + R_2)C + 0{,}693R_2C}$$

o

$$f = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

Apéndice B

Equivalente de Thevenin del convertidor D/A R/2R

Con los interruptores $D_0 - D_4$ conectados como se muestra en la Figura B.1*a,* la salida binaria es $D_0 = 1$, $D_1 = 0$, $D_2 = 0$ y $D_3 = 0$. Primero, obtenemos el equivalente de Thevenin del circuito desde el punto A, mirando hacia D_0. En esta situación, R_5 (20 kΩ) está en paralelo con R_1 (20 kΩ) y la resistencia equivalente es igual a 10 kΩ. La tensión de Thevenin en el punto A es la mitad de V_{ref} e igual a +2,5 V. Este circuito equivalente se muestra en la Figura D.1*b*.

A continuación, obtenemos el equivalente de Thevenin del circuito de la Figura B.1*b* desde el punto B. Observe que R_{TH} (10 kΩ) está en serie con R_6 (10 kΩ). Esta resistencia de valor 20 kΩ está en paralelo con R_2 (20 kΩ) y de nuevo obtenemos 10 kΩ. La tensión de Thevenin vista desde el punto B de nuevo se reduce a la mitad, luego es 1,25 V. El circuito equivalente correspondiente se muestra en la Figura B.1*c*.

Ahora, obtenemos el equivalente de Thevenin del circuito de la Figura B.1*c* desde el punto C. Otra vez, R_{TH} (10 kΩ) está en serie con R_7 (10 kΩ), lo que da una resistencia equivalente de 20 kΩ en paralelo con R_3 (10 kΩ). V_{TH} es igual a 0,625 V. Observe que en cada paso, los valores de V_{TH} se han dividido entre dos. El equivalente de Thevenin resultante es el circuito mostrado en la Figura B.1*d*.

En la Figura B.1*d*, la entrada inversora del amplificador operacional y el extremo superior de R_4 (20 kΩ) están conectados a tierra virtual, es decir, la tensión es igual a cero voltios en dicho punto. Esto hace que los 0,625 V de V_{TH} caigan en R_{TH} y R_8 (10 kΩ). Esto da lugar a una corriente de entrada I_{in} de:

$$I_{\text{in}} = \frac{0{,}625\ \text{V}}{20\ \text{k}\Omega} = 31{,}25\ \mu\text{A}$$

De nuevo, debido a la tierra virtual, esta corriente de entrada fluye forzosamente a través de R_f (20 kΩ) y genera una tensión de salida de:

$$V_{\text{out}} = -(I_{in} R_f) = -(31{,}25\ \mu\text{A})(20\ \text{k}\Omega) = -0{,}625\ \text{V}$$

Esta tensión de salida es el incremento de salida mínimo por encima de 0V y hace referencia a la resolución de salida del circuito.

Figura B.1 (*a*) Circuito original. (*b*) Equivalente de Thevenin en el punto A. (*c*) Equivalente de Thevenin en el punto B. (*d*) Equivalente de Thevenin en el punto C.

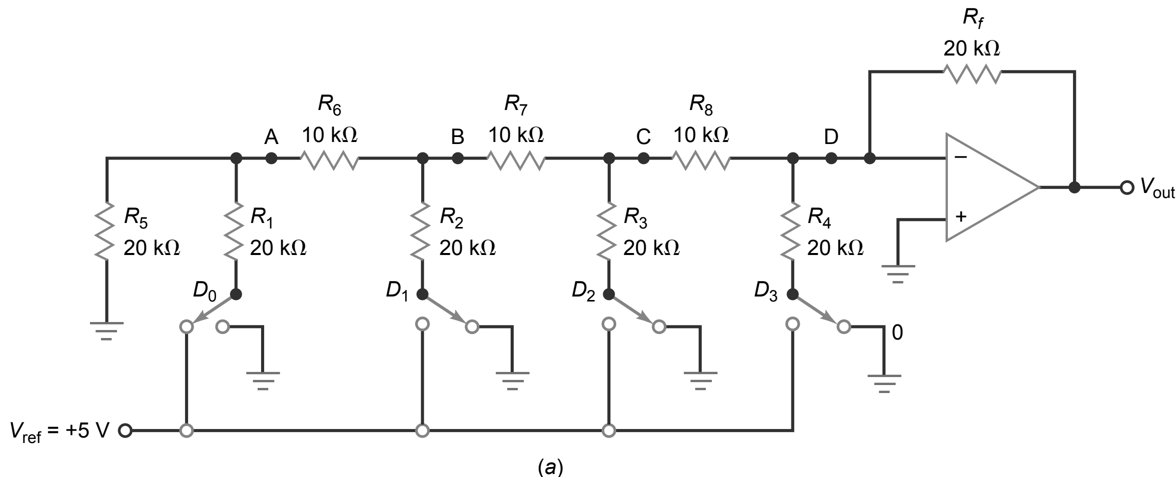
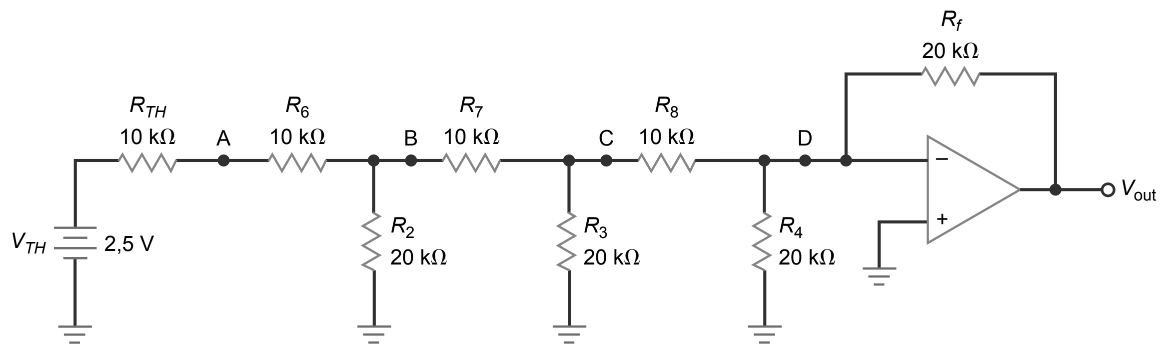
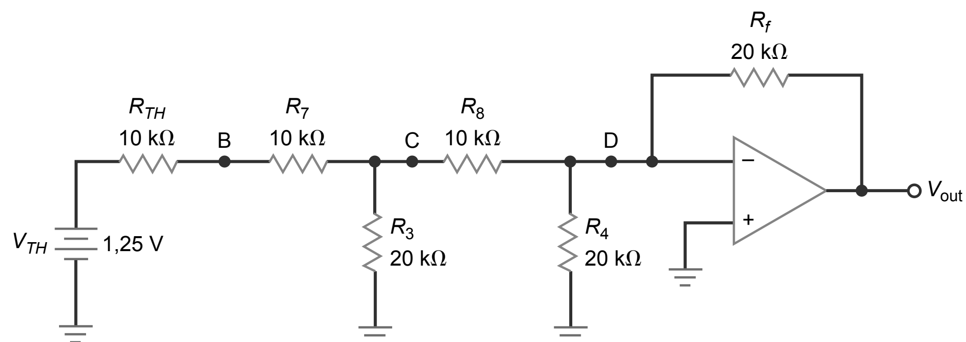


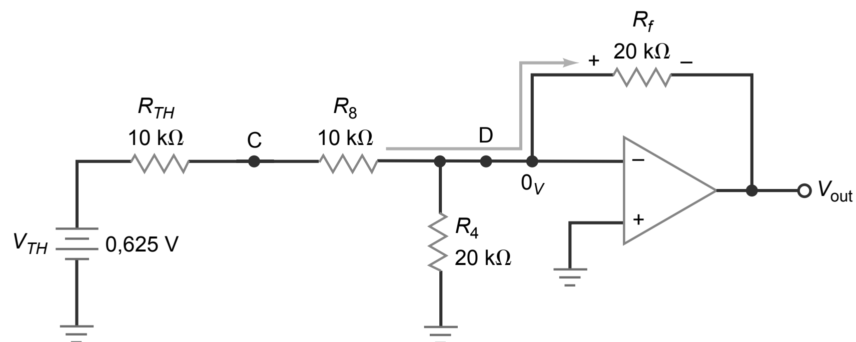
Figura B.1 (continuación)



(*b*)



(*c*)



(*d*)

Apéndice C

Respuestas a los problemas numerados impares

CAPÍTULO 1

1.1. $R_L \geq 10\ \Omega$
1.3. $R_L \geq 5\ k\Omega$
1.5. 0,1 V
1.7. $R_L \leq 100\ k\Omega$
1.9. 1 kΩ
1.11. 4,80 mA y no constante
1.13. 6 mA, 4 mA, 3 mA, 2,4 mA; 2 mA, 1,7 mA; 1,5 mA
1.15. V_{TH} no cambia y R_{TH} se duplica
1.17. $R_{TH} = 10\ k\Omega$; $V_{TH} = 100$ V
1.19. Cortocircuitado
1.21. La batería o el cableado de interconexión
1.23. 0,08 Ω
1.25. Desconecte la resistencia y mida la tensión.
1.27. El teorema de Thevenin facilita mucho resolver problemas en los que podría haber muchos valores de una resistencia.
1.29. $R_S > 100\ k\Omega$. Utilice una batería de 100 V en serie con 100 kΩ.
1.31. $R_1 = 30\ k\Omega$, $R_2 = 15\ k\Omega$
1.33. En primer lugar, mida la tensión en los terminales, será la tensión de Thevenin. A continuación, conecte una resistencia entre los terminales y mida la tensión en la resistencia. Después, calcule la corriente que circula por la resistencia de carga. Reste la tensión en la carga de la tensión de Thevenin. Luego, divida la diferencia obtenida entre la corriente. El resultado será la resistencia de Thevenin.
1.35. Avería 1: R_1 cortocircuitada. Avería 2: R_1 en abierto o R_2 cortocircuitada. Avería 3: R_3 en abierto. Avería 4: R_3 cortocircuitada. Avería 5: R_2 en abierto o abierto en el punto *C*. Avería 6: R_4 en abierto o abierto en el punto *D*. Avería 7: abierto en el punto *E*. Avería 8: R_2 cortocicuitada.

CAPÍTULO 2

2.1. −2
2.3. *a*. Semiconductor; *b*. Conductor; *c*. Semiconductor; *d*. Conductor
2.5. *a*. 5 mA; *b*. 5 mA; *c*. 5 mA
2.7. Mínimo = 0,60 V, máximo = 0,75 V
2.9. 100 nA

CAPÍTULO 3

3.1. 27,3 mA
3.3. 400 mA
3.5. 10 mA
3.7. 12,8 mA
3.9. 19,3 mA; 19,3 V; 372 mW; 13,5 mW; 386 mW
3.11. 24 mA; 11,3 V; 272 mW; 16,8 mW; 289 mW
3.13. 0 mA, 12 V
3.15. 9,65 mA
3.17. 12 mA
3.19. Abierto
3.21. El diodo está cortocircuitado o la resistencia es un abierto.
3.23. La lectura del diodo inverso < 2,0 V indica un diodo con pérdidas.
3.25. Cátodo, hacia la banda
3.27. 1N914: *R* en directa= 100 Ω, *R* en inversa= 800 MΩ; 1N4001: *R* en directa= 1,1 Ω, *R* en inversa= 5 MΩ; 1N1185: *R* en directa= 0,095 Ω, *R* en inversa= 21,7 kΩ
3.29. 23 kΩ
3.31. 4,47 μA
3.33. En funcionamiento normal, la fuente de alimentación de 15 V está suministrando potencia a la carga. El diodo de la izquierda está polarizado en directa, lo que permite a la fuente de alimentación de 15 V suministrar corriente a la carga. El diodo de la derecha está polarizado en inversa porque los 15 V se aplican al cátodo y sólo 12 V se aplican al ánodo; esto bloquea la batería de 12 V. Una vez que la fuente de alimentación de 15 V se anula, el diodo de la derecha ya no está polarizado en inversa y la batería de 12 V puede suministrar la corriente de alimentación a la carga. El diodo de la izquierda se polarizará entonces en inversa, impidiendo que ninguna corriente llegue a la fuente de alimentación de 15 V.
3.35. La tensión de la fuente no varía, pero todas las restantes variables disminuyen.
3.37. V_A, V_B, V_C, I_1, I_2, P_1, P_2; puesto que *R* es tan grande que no tiene efecto sobre el divisor de tensión; por tanto, las variables asociadas con el divisor de tensión no varían.

CAPÍTULO 4

4.1. 70,7 V; 22,5 V; 22,5 V
4.3. 70,0 V; 22,3 V; 22,3 V
4.5. 20 V de alterna, 28,3 Vpico
4.7. 21,21 V; 6,74 V
4.9. 15 V de alterna; 21,2 Vpico; 15 Vde alterna
4.11. 11,42 V; 7,26 V
4.13. 19,81 V; 12,60 V
4.15. 0,5 V
4.17. 21,2 V; 752 mV
4.19. El valor del rizado se duplica.
4.21. 18,85 V; 334 mV
4.23. 18,85 V

4.25. 17,8 V; 17,8 V; no; mayor
4.27. *a*. 2,12 mA; *b*. 2,76 mA
4.29. 11,99 V
4.31. El condensador se destruirá.
4.33. 0,7 V; −50 V
4.35. 1,4 V; −1,4 V
4.37. 2,62 V
4.39. 0,7 V; −89,7 V
4.41. 3393,6 V
4.43. 4746,4 V
4.45. 10,6 V; −10,6 V
4.47. En el primer paso hallar el valor de cada tensión y luego dividir la tensión total entre 180.
4.49. Aproximadamente 0 V. Cada condensador se cargará hasta una tensión igual pero de polaridad opuesta.

CAPÍTULO 5

5.1. 19,2 mA
5.3. 53,2 mA
5.5. $I_S = 19{,}2$ mA, $I_L = 10$ mA, $I_Z = 9{,}2$ mA
5.7. 43,2 mA
5.9. $V_L = 12$ V, $I_Z = 12{,}2$ mA
5.11. 15,05 V a 15,16 V
5.13. Sí, 167 Ω
5.15. 784 Ω
5.17. 0,1 W
5.19. 14,25 V; 15,75 V
5.21. *a*. 0 V; *b*. 18,3 V; *c*. 0 V; *d*. 0 V
5.23. Cortocircuito en R_S
5.25. 5,91 mA
5.27. 13 mA
5.29. 15,13 V
5.31. La tensión del zener es 6,8 V y R_S es menor que 440 Ω.
5.33. 24,8 mA
5.35. 7,98 V
5.37. Avería 5: abierto en *A*; Avería 6: abierto en R_L; Avería 7: abierto en *E*; Avería 8: zener cortocircuitado.

CAPÍTULO 6

6.1. 0,05 mA
6.3. 4,5 mA
6.5. 19,8 μA
6.7. 20,8 μA
6.9. 350 mW
6.11. Ideal: 12,3 V; 27,9 mW
Segunda: 12,7 V; 24,7 mW
6.13. –55 a +150°C
6.15. Posiblemente se destruya.
6.17. *a*. Aumenta; *b*. Aumenta; *c*. Aumenta; *d*. Disminuye; *e*. Aumenta; *f*. Disminuye
6.19. 165,67
6.21. 463 kΩ
6.23. 3,96 mA
6.25. Un incremento de V_{BB} hace que la corriente de base aumente, y dado que el transistor está controlado por la corriente de base, todas las restantes variables dependientes aumentan, salvo V_{CE}, que disminuye porque el transistor está más allá del estado de conducción.
6.27. I_C, I_B y todas las disipaciones de potencia disminuyen. Las disipaciones de potencia disminuyen debido a la disminución de la corriente ($P = IV$). La corriente de base decrece porque la caída de tensión en ella no cambia y la resistencia aumenta ($I = V/R$). La corriente de colector disminuye porque la corriente de base disminuye ($I_C = I_B\beta_{dc}$).
6.29. La única variable que disminuye es V_C. Un incremento de β_{dc}, hará que la misma corriente de base produzca una corriente de colector mayor, lo que da lugar a una caída de tensión mayor en la resistencia de colector. Esto deja menos tensión para el transistor.

CAPÍTULO 7

7.1. 30
7.3. 6,06 mA; 20 V
7.5. La parte izquierda de la recta de carga debería desplazarse hacia abajo y la parte derecha debería quedar en el mismo punto.
7.7. 10,64 mA; 5 V
7.9. La parte izquierda de la recta de carga disminuirá a la mitad y la parte derecha permanecerá igual.
7.11. Mínimo: 10,79 V; máximo: 19,23 V
7.13. 4,55 V
7.15. Mínimo: 3,95 V; máximo: 5,38 V
7.17. *a.* No entra en saturación; *b*. No entra en saturación; *c*. En saturación; *d*. No entra en sarturación
7.19. 4,99995 V; 0,2 V
7.21. 13,2 V
7.23. 3,43 V
7.25. 8,34 V
7.27. 11 mA, 3 V
7.29. I_B aumenta; I_C disminuye; V_C aumenta.
7.31. I_B no cambia; I_C no cambia; más tensión en V_C
7.33. I_E disminuye; I_C disminuye; V_C aumenta
7.35. I_E no cambia; I_C no cambia; más tensión en V_C
7.37. V_{BB}, V_{CC}
7.39. R_C podría estar cortocircuitada; el transistor podría tener en abierto el diodo de colector-emisor; R_B podría estar en abierto, manteniendo al transistor en corte; R_E podría estar en abierto; el circuito de base podría estar en abierto; el circuito de emisor podría estar en abierto.
7.41. El colector-emisor del transistor está cortocircuitado, ya que la tensión de emisor debería ser 1,1 V; la resistencia de colector está en abierto; pérdidas de V_{CC}
7.43. Seleccionar manualmente los componentes para una producción en serie no es una técnica muy eficaz; en su lugar intente utilizar realimentación para hacer que la ganancia sea independiente de la β_{dc} del transistor.
7.45. 4,94 V
7.47. 7,2 μA
7.49. 22,6 mA
7.51. 1,13 V
7.53. Aproximadamente 0,7 V
7.55. 2 kΩ
7.57. V_B, V_E, I_E, I_C, I_B y P_E no varían. Puesto que la tensión de base no varía, V_B y V_E no variarán. En consecuencia, las corrientes tampoco variarán.

CAPÍTULO 8

8.1. 3,81 V; 11,28 V
8.3. 1,63 V; 5,21 V
8.5. 4,12 V; 6,14 V
8.7. 3,81 mA; 7,47 V
8.9. 31,96 μA; 3,58 V
8.11. 27,08 μA; 37,36 μA
8.13. 1,13 mA; 6,69 V
8.15. 6,13 V; 7,19 V
8.17. *a*. Disminuye
b. Aumenta
c. Disminuye
d. Aumenta
e. Aumenta
f. No varía
8.19. *a*. 0 V; *b*. 7,83 V; *c*. 0 V; *d*. 10 V; *e*. 0 V
8.21. –4,94 V
8.23. –6,04 V; –1,1 V
8.25. El transistor se destruirá.
8.27. R_1 cortocircuitada, aumenta el valor de la tensión de alimentación.
8.29. 9,0 V; 8,97 V; 8,43 V
8.31. 8,8 V
8.33. 27,5 mA
8.35. R_1 cortocircuitada
8.37. Avería 3: R_C cortocircuitada. Avería 4: los terminales del transistor están cortocircuitados
8.39. Avería 7: R_E en abierto. Avería 8: R_2 cortocircuitada.
8.41. Avería 11: la fuente de alimentación no funciona. Avería 12: el diodo emisor-base del transistor está abierto.

CAPÍTULO 9

9.1. 3,39 Hz
9.3. 1,59 Hz
9.5. 4,0 Hz
9.7. 18,8 Hz
9.9. 0,426 mA
9.11. 150
9.13. 40 μA
9.15. 11,7 Ω
9.17. 2,34 kΩ
9.19. Base: 207 Ω, colector: 1,02 kΩ
9.21. h_{fe} mín = 50; h_{fe} máx = 200; la corriente es de 1 mA; la temperatura es de 25° C.
9.23. El condensador tiene una cierta corriente de fugas que circulará a través de la resistencia provocando una caída de tensión en la misma.
9.25. 9,09 Hz
9.27. 5,68 kΩ; 2,27 kΩ
9.29. 2700 μF

CAPÍTULO 10

10.1. 234 mV
10.3. 212 mV
10.5. 39,6 mV
10.7. 0,625 mV; 21,6 mV; 2,53 V
10.9. 3,71 V
10.11. 713 mV
10.13. 14,7
10.15. 12,5 kΩ
10.17. Puesto que hay tensión en la entrada de la segunda etapa, lo más probable es que la causa se encuentra en dicha etapa. Algunas de las posibles causas son: transistor en abierto, resistencia de emisor en abierto, resistencia de colector en abierto, condensador de acoplo de salida en abierto.
10.19. 72,6 mV
10.21. 3,6 kΩ
10.23. Avería 5: C_2 en abierto. Avería 6: R_2 en abierto. Avería 7: condensador de desacoplo C_3 en abierto. Avería 8: resistencia de colector en abierto.

CAPÍTULO 11

11.1. 154 kΩ; 1,09 kΩ
11.3. 0,995; 0,951 V
11.5. 2,18 kΩ; 0,956 V
11.7. 0,558 V
11.9. 3,9 Ω
11.11. 351
11.13. Permanece en aproximadamente 351.
11.15. 1,6 MΩ
11.17. 100 kΩ
11.19. 6,8 V; 7,5 mA
11.21. 16,4 V
11.23. 650 μA
11.25. 37,8 Ω; 3,3 kΩ
11.27. 63,8 mV
11.29. V_B = 4,48 V; V_E = 3,78 V; V_C = 11,22 V; I_E = 3,78 mA; I_C = 3,78 mA; I_B = 25,2 μA
11.31. Con la tensión de control en 0 V; la salida es 1,79 V. con la tensión de control en 5 V, la salida es 0 V.
11.33. 21,5 W, el transistor se destruirá.
11.35. 2 Ω
11.37. 0 V
11.39. T4: abierto C_3;
T5: abierto entre *B* y *C*;
T6: C_2 abierto; T7: Q_2 abierto.

CAPÍTULO 12

12.1. 680 Ω; 1,76 mA
12.3. 10,62 V
12.5. 10,62 V
12.7. 50 Ω; 274 mA
12.9. 100 Ω
12.11. 500
12.13. 15,84 mA
12.15. 2,2 por ciento
12.17. 237 mA
12.19. 3,3 por ciento
12.21. 1,1 A
12.23. 34 Vpp
12.25. 7,03 W
12.27. 31,5 por ciento
12.29. 1,13 W
12.31. 9,36
12.33. 1679
12.35. 10,73 MHz
12.37. 15,92 MHz
12.39. 31,25 mW
12.41. 15 mW
12.43. 85,84 kHz
12.45. 250 mW
12.47. 72,3 W
12.49. Eléctricamemte, sería seguro tocarlo, pero puede estar caliente y quemar.
12.51. No, el colector podría tener una carga inductiva.
12.53. Aumenta, disminuye , aumenta, disminuye, no varía.
12.55. Aumenta, disminuye, disminuye, aumenta, no varía.
12.57. Aumenta, disminuye, no varía, no varía, disminuye, aumenta.
12.59. Disminuye, no varía, no varía, no varía, disminuye.
12.61. Aumenta, no varía, no varía, no varía, aumenta.

CAPÍTULO 13

13.1. 15 GΩ
13.3. 20 mA, −4 V, 200 Ω
13.5. 500 Ω; 1,1 kΩ
13.7. −2 V; 2,5 mA

13.9. 1,5 mA; 0,849 V
13.11. 0,198 V
13.13. 20,45 V
13.15. 14,58 V
13.17. 7,43 V; 1,01 mA
13.19. −1,5 V; 11,2 V
13.21. −2,5 V; 0,55 mA
13.23. −1,5 V; 1,5 mA
13.25. −5 V; 3200 μS
13.27. 3 mA; 3000 μS
13.29. 7,09 mV
13.31. 3,06 mV
13.33. 0 mVpp; 24,55 mVpp; ∞
13.35. 8 mA; 18 mA
13.37. 8,4 V; 16,2 mV
13.39. 2,94 mA; 0,59 V; 16 mA; 30 V
13.41. R_1 en abierto
13.43. R_D en abierto
13.45. G-S en abierto
13.47. C_2 en abierto

CAPÍTULO 14

14.1. 2,25 mA; 1 mA; 250 μA
14.3. 3 mA; 333 μA
14.5. 381 Ω; 1,52; 152 mV
14.7. 1 MΩ
14.9. *a*. 0,05 V; *b*. 0,1 V; *c*. 0,2 V; *d*. 0,4 V
14.11. 0,23 V
14.13. 0,57 V
14.15. 19,5 mA; 10 A
14.17. 12 V; 0,43 V
14.19. Una onda cuadrada de +12 V a 0,43 V
14.21. 12 V; 0,012 V
14.23. 1,2 mA
14.25. 1,51 A
14.27. 30,5 W
14.29. 0 A; 0,6 A
14.31. 20 S; 2,83 A
14.33. 24 mS; 3,14; 157 mV
14.35. 187,5 mS; 8,9; 446 mV
14.37. 1,81 W
14.39. 10,5 μA
14.41. 3 V

CAPÍTULO 15

15.1. 4,7 V
15.3. 0,1 mseg; 10 kHz
15.5. 12 V; 0,6 ms
15.7. 7,3 V
15.9. 34,5 V; 1,17 V
15.11. 11,9 ms; 611 Ω
15.13. +10°; +83,7°
15.15. 10,8 V
15.17. 12,8 V
15.19. 22,5 V
15.21. 30,5 V
15.23. 10 V
15.25. 10 V
15.27. 980 Hz; 50 kHz
15.29. T1: *DE* abierto.
T2: no hay tensión de alimentación.
T3: transformador.
T4: el fusible está abierto.

CAPÍTULO 16

16.1. 196, 316
16.3. 19,9; 9,98; 4; 2
16.5. −3,98; −6,99; −10; −13
16.7. −3,98; −13,98; −23,98
16.9. 46 dB; 40 dB
16.11. 31,6; 398
16.13. 50,1
16.15. 41 dB, 23 dB, 18 dB
16.17. 100 mW
16.19. 14 dBm, 19,7 dBm, 36,9 dBm
16.21. 2
16.23. Véase la Figura 1.
16.25. Véase la Figura 2.
16.27. Véase la Figura 3.
16.29. Véase la Figura 4.
16.31. 1,4 MHz
16.33. 222 Hz
16.35. 284 Hz
16.37. 5 pF, 25 pF, 15 pF
16.39. Puerta: 30,3 MHz; Drenador: 8,61 MHz
16.41. 40 dB
16.43. 0,44 μS

CAPÍTULO 17

17.1. 55,6 μA; 27,8 μA; 10 V
17.3. 60 μA; 30 μA; 6 V (derecha); 12 V (izquierda)
17.5. 518 mV, 125 kΩ
17.7. −207 mV, 125 kΩ
17.9. 4 V; 1,75 V
17.11. 286 mV; 2,5 mV
17.13. 45,4 dB
17.15. 237 mV
17.17. La salida está a nivel alto; se necesita un camino de corriente a tierra para las dos bases.
17.19. C
17.21. 0 V
17.23. 2 MΩ
17.25. 10,7 Ω; 187
17.27. I_{B1}: aumenta, no varía, aumenta, aumenta, no varía; I_{B2}: no varía, aumenta, aumenta, aumenta, no varía.
17.29. Aumenta, aumenta, no varía, no varía, aumenta.

Figura 1

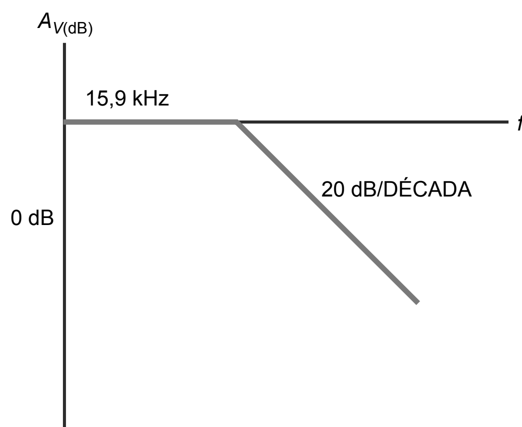


Figura 2

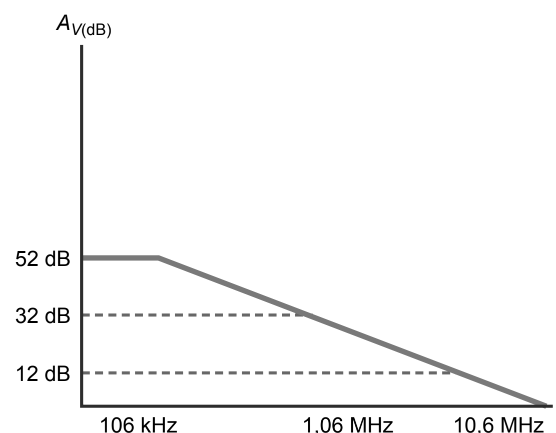


Figura 3

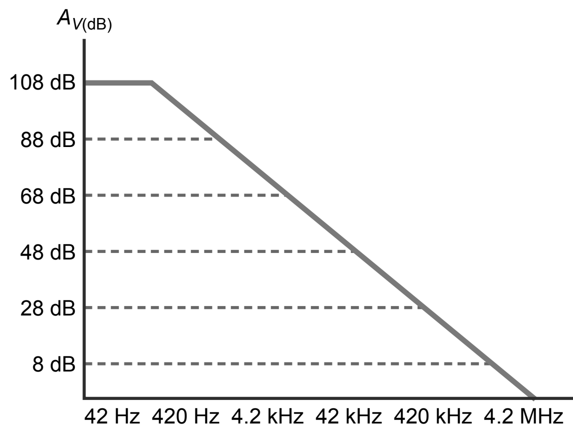
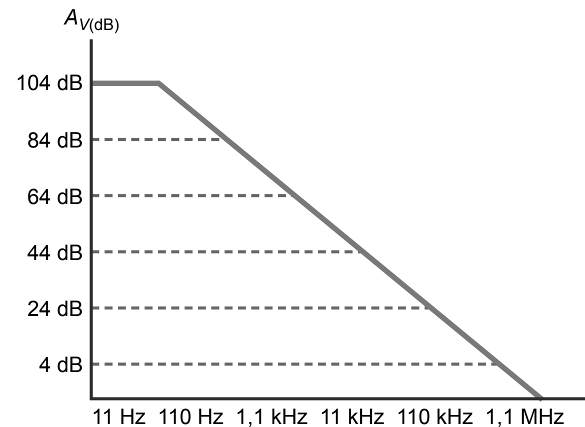


Figura 4



CAPÍTULO 18

18.1. 170 μV
18.3. 19,900, 2000, 200
18.5. 1,59 MHz
18.7. 10, 2 MHz, 250 mVpp, 49 mVpp; Véase la Figura 5.
18.9. 40 mV
18.11. 22 mV
18.13. 50 mVpp, 1 MHz
18.15. 1 to 51, 392 kHz to 20 MHz
18.17. 188 mV/μs, 376 mV/µs
18.19. 38 dB, 21 V, 1000
18.21. 214, 82, 177
18.23. 41, 1
18.25. 1, 1 MHz, 1, 500 kHz
18.27. Entra en saturación positiva o negativa.
18.29. 2,55 Vpp
18.31. I_{B1}: aumenta, no varía, aumenta, aumenta, no varía, no varía. I_{B2}: no varía, aumenta, aumenta, no varía, no varía.
18.33. No varía, no varía, no varía, no varía, no varía, aumenta

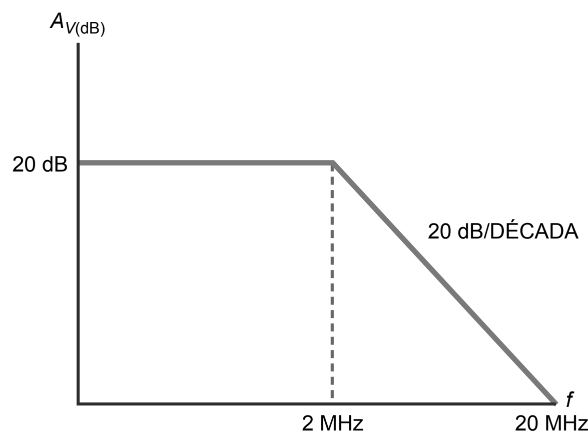
CAPÍTULO 19

19.1. 0,038; 26,32; 0,10 por ciento; 26,29
19.3. 0,065; 15,47
19.5. 470 MΩ
19.7. 0,0038 por ciento
19.9. –0,660 Vpico
19.11. 185 mA_{rms}, 34,2 mW
19.13. 106 mA_{rms}, 11,2 mW
19.15. 834 mA_{pp}, 174 mW
19.17. 2 kHz
19.19. 15 MHz
19.21. 100 kHz, 796 mVpico
19.23. 1 V
19.25. 510 mV, 30 mV, 15 mV
19.27. 110 mV, 14 mV, 11 mV
19.29. 200 mV
19.31. 2 kΩ
19.33. 0,1 V a 1 V
19.35. T1: abierto entre *C* y *D*. T2: R_2 cortocircuitada. T3: R_4 cortocircuitada.
19.37. T7: abierto entre *A* y *B*. T8: R_3 cortocircuitada. T9: R_4 en abierto.

CAPÍTULO 20

20.1. 2, 10
20.3. –18; 712 Hz; 38,2 kHz
20.5. 42; 71,4 kHz; 79,6 Hz
20.7. 510 mV
20.9. 4,4 mV; 72,4 mV
20.11. 0, –10
20.13. 15, –15

Figura 5



20.15. –20, ±0,004
20.17. No
20.19. –200 mV, 10,000
20.21. 1 V
20.23. 19,3 mV
20.25. –3,125 V
20.27. –3,98 V
20.29. 24,5; 2,5 A
20.31. 0,5 mA; 28 kΩ
20.33. 0,3 mVa; 40 kΩ
20.35. 0,02; 10
20.37. –0,018; –0,99
20.39. 11; f_1: 4,68 Hz; f_2: 4,82 Hz; f_3: 32,2 Hz
20.41. 102; 98
20.43. 1 mA
20.45. T4: K-B en abierto; T5: C-D en abierto; T6: J-A en abierto

CAPÍTULO 21

21.1. 7,36 kHz; 1,86 kHz; 0,25; banda ancha
21.3. *a*. Banda estrecha; *b*. Banda estrecha; *c*. Banda estrecha; *d*. Banda estrecha
21.5. 200 dB/década, 60 dB/octava
21.7. 503 Hz; 9,5
21.9. 39,3 Hz
21.11. –21,4; 10,3 kHz
21.13. 3; 36,2 kHz
21.15. 15 kHz; 0,707; 15 kHz
21.17. 21,9 kHz; 0,707; 21,9 kHz
21.19. 19,5 kHz; 12,89 kHz; 21,74 kHz; 0,8
21.21. 19,6 kHz; 1,23; 18,5 kHz; 18,5 kHz; 14,8 kHz
21.23. –1,04; 8,39; 16,2 kHz
21.25. 1,5; 1; 15,8 Hz; 15,8 Hz
21.27. 127°
21.29. 24,1 kHz; 50; 482 Hz (máx y mín)
21.31. 48,75 kHz; 51,25 kHz
21.33. 60 dB; 120 dB; 200 dB
21.35. 148 pF; 9,47 nF

CAPÍTULO 22

22.1. 100 μV
22.3. ±7,5 V
22.5. Cero, entre 0,7 V y –9 V
22.7. –4 V; 31,8 Hz
22.9. 40,6 por ciento
22.11. 1,5 V
22.13. 0,292 V; –0,292V; 0,584 V
22.15. La tensión de salida es un nivel bajo cuando la tensión de entrada está entre 3,5 y 4,75 V.
22.17. 5 mA
22.19. 1 V; 0,1 V; 10 mV; 1,0 mV
22.21. Forma de onda triangular con 0,782 Vpp
22.23. 0,5; 0
22.25. 923 Hz
22.27. 196 Hz
22.29. 135 mVpp
22.31. 106 mV
22.33. –106 mV
22.35. 0 V a 200 mV de pico
22.37. 20.000
22.39. Haga variable la resistencia de 3,3 kΩ.
22.41. 1,1 Hz; 0,001 V
22.43. 0,529 V
22.45. Utilice diferentes condensadores de 0,05 μF; 0,5 μF y 5 μF más un inversor.
22.47. Aumente R_1 a 3,3 kΩ.
22.49. Utilice un comparador con histéresis y una luz dependiente de la resistencia en un divisor de tensión como entrada.
22.51. 228.780 millas
22.53. T3: oscilador de relajación. T4: detector de pico. T5: circuito cambiador de nivel positivo.
22.55. T8: circuito detector de pico. T9: circuito integrador. T10: circuito comparador.

CAPÍTULO 23

23.1. 9 Vrms
23.3. *a.* 33,2 Hz, 398 Hz; *b.* 332 Hz, 3,98 kHz; *c.* 3,32 kHz, 39,8 kHz; *d.* 33,2 kHz, 398 kHz
23.5. 3,98 MHz
23.7. 398 Hz
23.9. 1,67 MHz; 0,10; 10
23.11. 1,18 MHz
23.13. 7,34 MHz
23.15. 0,030; 33
23.17. La frecuencia aumentará un 1 por ciento.
23.19. 517 μs
23.21. 46,8 kHz
23.23. 100 μs; 5,61 μs; 3,71 μs; 8,66 μs; 0,0371; 0,0866
23.25. 10,6 V/ms; 6,67 V; 0,629 ms
23.27. Forma de onda triangular, 10 kHz, 5 Vpico
23.29. *a.* Disminuye.
b. Aumenta.
c. No varía
d. No varía
e. No varía
23.31. Uno de los muchos posibles diseños es: $C = 0,22$ μF; 0.022 μF y 0,0022 μF. Cambie la resistencia de 2 kΩ de la Figura 23.53 a 3,3 kΩ y utilice un potenciómetro de 50 kΩ. Utilice un potenciómetro de 1 kΩ en lugar de la resistencia de 1 kΩ en serie con la lámpara. Ajuste 1 kΩ para obtener una salida de 5 Vrms.
23.33. –360°

CAPÍTULO 24

24.1. 3,45 por ciento
24.3. 2,5 por ciento
24.5. 18,75 V, 284 mA; 187,5 mA; 96,5 mA
24.7. 18,46 V; 798 mA; 369 mA; 429 mA
24.9. 84,5 por ciento
24.11. 30,9 mA
24.13. 50 Ω, 233 mA
24.15. 421 μV
24.17. 83,3 por ciento, 60 por ciento
24.19. 3,84 A
24.21. 6 V
24.23. 14,1 V
24.25. 3,22 kΩ
24.27. 11,9 V
24.29. 0,1 Ω
24.31. 2,4 Ω
24.33. 22,6 kHz
24.35. T1: convertidor de ondas triangulares en impulsos
24.37. T3: Q_1
24.39. T5: oscilador de relajación
24.41. T7: convertidor de ondas triangulares en impulsos
24.43. T9: convertidor de ondas triangulares en impulsos